



DISEÑO, SUPERVISIÓN Y CONTROL DE SISTEMAS HÍBRIDOS PEMFC

Harrynson Ramírez Murillo

Dipòsit Legal: T 681-2015

ADVERTIMENT. L'accés als continguts d'aquesta tesi doctoral i la seva utilització ha de respectar els drets de la persona autora. Pot ser utilitzada per a consulta o estudi personal, així com en activitats o materials d'investigació i docència en els termes establerts a l'art. 32 del Text Refós de la Llei de Propietat Intel·lectual (RDL 1/1996). Per altres utilitzacions es requereix l'autorització prèvia i expressa de la persona autora. En qualsevol cas, en la utilització dels seus continguts caldrà indicar de forma clara el nom i cognoms de la persona autora i el títol de la tesi doctoral. No s'autoritza la seva reproducció o altres formes d'explotació efectuades amb finalitats de lucre ni la seva comunicació pública des d'un lloc aliè al servei TDX. Tampoc s'autoritza la presentació del seu contingut en una finestra o marc aliè a TDX (framing). Aquesta reserva de drets afecta tant als continguts de la tesi com als seus resums i índexs.

ADVERTENCIA. El acceso a los contenidos de esta tesis doctoral y su utilización debe respetar los derechos de la persona autora. Puede ser utilizada para consulta o estudio personal, así como en actividades o materiales de investigación y docencia en los términos establecidos en el art. 32 del Texto Refundido de la Ley de Propiedad Intelectual (RDL 1/1996). Para otros usos se requiere la autorización previa y expresa de la persona autora. En cualquier caso, en la utilización de sus contenidos se deberá indicar de forma clara el nombre y apellidos de la persona autora y el título de la tesis doctoral. No se autoriza su reproducción u otras formas de explotación efectuadas con fines lucrativos ni su comunicación pública desde un sitio ajeno al servicio TDR. Tampoco se autoriza la presentación de su contenido en una ventana o marco ajeno a TDR (framing). Esta reserva de derechos afecta tanto al contenido de la tesis como a sus resúmenes e índices.

WARNING. Access to the contents of this doctoral thesis and its use must respect the rights of the author. It can be used for reference or private study, as well as research and learning activities or materials in the terms established by the 32nd article of the Spanish Consolidated Copyright Act (RDL 1/1996). Express and previous authorization of the author is required for any other uses. In any case, when using its content, full name of the author and title of the thesis must be clearly indicated. Reproduction or other forms of for profit use or public communication from outside TDX service is not allowed. Presentation of its content in a window or frame external to TDX (framing) is not authorized either. These rights affect both the content of the thesis and its abstracts and indexes.

DISEÑO, SUPERVISIÓN Y CONTROL DE SISTEMAS HÍBRIDOS PEMFC

TESIS DOCTORAL

Harrynson Ramírez Murillo



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

Harrynson Ramírez Murillo

DISEÑO, SUPERVISIÓN Y CONTROL DE SISTEMAS
HÍBRIDOS PEMFC

TESIS DOCTORAL

Dirigida por

Dr. Javier Calvente y Dr. Alfonso Romero

Departament d'Enginyeria Electrònica, Elèctrica i Automàtica



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

Tarragona

2014



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

Departament d'Enginyeria Electrònica, Elèctrica i Automàtica
Escola Tècnica Superior d'Enginyeria
Edifici L-1, 3a planta despatx 331
Avda. Paisos Catalans, 26
Campus Sescelades
43007 Tarragona España
Tel.: + 34 977 559 620
Fax: + 34 977 559 605

Nosotros, Javier Calvente y Alfonso Romero, profesores titulares del Departamento de Ingeniería Electrónica, Eléctrica y Automática de la Universidad Rovira i Virgili.

CERTIFICAMOS:

Que el presente trabajo titulado "Diseño, Supervisión y Control de Sistemas Híbridos PEMFC", presentado por Harrynson Ramírez Murillo para la obtención del título de Doctor, ha sido realizado bajo nuestra dirección en el Departamento de Ingeniería Electrónica, Eléctrica y Automática de esta Universidad y que cumple todos los requisitos para poder optar a dicho título.

Tarragona, 15 de Diciembre de 2014.

.....
Francisco Javier Calvente Calvo, PhD.

.....
Alfonso José Romero Nevado, PhD.

A mi madre Teresa Murillo Marín, por brindarme su apoyo incondicional no solo durante esta gran experiencia, sino durante toda mi vida, dándome amor verdadero, cariño, comprensión y amistad.

A mi padre Hernán Ramírez González, donde quiera que estés, siempre ocuparás un lugar muy importante en mi mente y corazón...

*“Amicus Plato, amicus Aristoteles, magis amica veritas.”
sir Isaac Newton (1643-1727).*

Agradecimientos

A mi familia, especialmente a mi madre Teresa Murillo y mi padre Hernán Ramírez por su excelente ejemplo de sacrificio y esfuerzo para mí, que me inspira a ser mejor cada día y me da las fuerzas necesarias para afrontar mis problemas siempre con optimismo. A mis tías Martha Luci Murillo, Luz Mery Ramírez, Olga Ramírez y Gilma Ramírez, ya que gracias a su apoyo pude culminar este trabajo.

A la familia Vélez Prieto, por su amistad, calidez, respeto entre muchos más valores brindados lo agradezco inmensamente.

A Maritza Usma Herrera por todo su apoyo, comprensión y paciencia durante esta etapa de mi vida.

A Oriola Lotero, que en paz descanse, Adenis Giraldo, Sandra Giraldo, Gustavo Adolfo Murillo, mi segunda familia en Colombia, gracias por su apoyo.

A Cristian Arboleda y Jaime Castañeda, por aconsejarme en momentos difíciles y brindarme su apoyo pese a la distancia.

A mis amigos de Cartago, los cuales estimo mucho, Mauricio Molina, John Henry Porras, Gustavo Adolfo Murillo, Carlos Eduardo Ángel, Jhonny Eduardo Bedoya, Eliseo Robledo y Andrés Felipe Bolívar gracias totales!!!

A Clara Inés Ortega, por todo su inmenso apoyo, comprensión y cariño durante mi formación y posterior experiencia docente en la Universidad Tecnológica de Pereira, en el Programa de Ingeniería Eléctrica.

Al M. Sc. Alfonso Alzate Gómez, por sus grandes consejos personales y profesionales en mi formación durante mi formación en la Universidad Tecnológica de Pereira, en el Programa de Ingeniería Eléctrica.

Al profesor Francisco Bolivar, por su apoyo durante mi formación en la Universidad Tecnológica de Pereira.

A la Dra. Sylvia Méndez Prince y al Dr. Freddy Flores Bahamonde, mis padres adoptivos en Tarragona, muchas gracias por su inmenso apoyo, comprensión y amistad incondicional.

A Carlos Montoya Adrila, por su valiosa amistad y por todo lo aprendido y compartido. Sin importar el lugar en el que nos encontremos, siempre podrás contar conmigo incondicionalmente.

A Samara Tapia y Estefany Quintero, gracias por su amistad y gratos momentos compartidos. A pesar de haber sido corto dicho tiempo compartido, fueron unos momentos maravillosos que siempre recordaré.

A mis amigos de Tarragona, los cuales han sido mi pilar durante esta experiencia, Natalia Cortés, Valeria Montoya, Mauricio Muñoz, Jordi Pretel, Gemma Fuentes, José Luis Tobal, Xavier Mora, Laury Eduarte y Ricardo Fernández gracias por haberme brindado durante este tiempo su cariño, comprensión y apoyo, siempre los llevaré en mi corazón.

Al Dr. Roberto Giral Castrillón, por sus consejos y conocimientos durante el doctorado.

A mis directores de tesis, el Dr. Alfonso Romero Nevado y el Dr. Javier Calvente Calvo, por su paciencia, disponibilidad y aporte en la construcción de este trabajo.

Al Dr. Carlos Restrepo Patiño, por sus sabios consejos, motivación y amistad brindada durante esta experiencia enriquecedora.

Al Dr. Carlos Torres Pinzón, por su gran amistad, apoyo en esta etapa de mi vida.

A mis compañeros de doctorado durante el transcurso de la tesis, Francisco Méndez Díaz, la Dra. Sylvia Méndez Prince, el Dr. Freddy Flores Bahamonde, el Dr. Julián Peláez, Laura Albiol Tendillo, la Dra. Reham Haroun Mohamed, Javier Corea Araujo, Adrià Marcos Pastor, Mirko Bodetto, Antonio Martínez, Antonio Leon Masich, el Dr. Josep María Bosque y Héctor Zazo Jiménez, gracias por su apoyo, compañía, consejos y buenos momentos compartidos. A los chicos del laboratorio en especial a Oriol Aviñó Salvado y Albert Teixidó Ardèvol por brindarme su colaboración y experiencia en la construcción de los prototipos.

Al Dr. Luis Martínez Salamero por brindarme la oportunidad de realizar el doctorado y a todo el personal del Departament d'Enginyeria Electrònica, Elèctrica i Automàtica de la Universitat Rovira i Virgili que de una u otra forma hicieron parte en la construcción de esta tesis.

Este trabajo de investigación ha sido apoyado por el Ministerio de Economía y Competitividad del Gobierno Español, bajo los proyectos CSD2009-00046, TEC2009-13172 y TEC2012-30952.

DISEÑO, SUPERVISIÓN Y CONTROL DE SISTEMAS HÍBRIDOS PEMFC

por

Harrynson Ramírez Murillo

Departament d'Enginyeria Electrònica, Elèctrica i Automàtica
Universitat Rovira i Virgili
Tarragona, 2014

Resumen

Este trabajo de investigación ha sido enfocado hacia el aprovechamiento de las similitudes existentes entre la arquitectura de un satélite (paneles solares, baterías, unidad de control de potencia, bus de alimentación en corriente continua, cajas de distribución, plataforma y carga útil) y el diseño de una arquitectura eléctrica basada en pilas de combustible (FCs). En esta última, las FCs sustituirán a los paneles solares, mientras que los dispositivos de almacenamiento auxiliar (ASDs), unidad de control y buses seguirán existiendo adaptados al nuevo contexto de cargas. Básicamente se pretende adaptar a estos sistemas basados en FCs algoritmos de gestión de energía en estrategias, arquitecturas y herramientas utilizadas en el ámbito espacial.

El elemento clave de las diferentes topologías híbridas (conjuntos conformados por FC, ASD y convertidores conmutados dc-dc) analizadas, estudiadas e implementadas en este estudio, es un convertidor modular buck-boost no inversor que presenta las siguientes características: capacidad de elevar y reducir tensión, alta eficiencia y bajo rizado en sus corrientes de entrada y de salida. Este módulo puede controlar su corrientes de entrada y de salida con un amplio ancho de banda, lo cual facilita el diseño de los diferentes lazos de control y protección requeridos por el control maestro, el cual será implementado digitalmente.

La tesis está organizada en 5 capítulos, de acuerdo a la siguiente distribución: En el Capítulo 1 se hace una introducción al contenido de la tesis, presentando la motivación, el estado del arte, los objetivos y la estructura de la tesis. En el Capítulo 2 se propondrá una guía de diseño de un sistema FC híbrido serie (SH), incluyendo sus lazos de control y protección. Adicionalmente, se presenta el convertidor modular seleccionado, junto a su modelo dinámico y estático. En el Capítulo 3 presentará una topología híbrida FC serie-paralelo (SPH), la cual dio lugar al convertidor modular utilizado en este trabajo de investigación y se muestra por primera vez en la topología para la cual ha sido diseñado. En el Capítulo 4 se describirá un sistema FC híbrido paralelo carga (PH), donde sus criterios de diseño e implementación son similares a los desarrollados en los capítulos 2 y 3. Además, se propondrá en este capítulo un análisis de eficiencias, tanto teórico como experimental, con la finalidad comparar las diferentes topologías desarrolladas en esta tesis y, de este modo, poder establecer sus respectivas ventajas y desventajas ante diferentes perfiles de carga. Finalmente, en el Capítulo 5 se presentarán las conclusiones de la tesis así como las futuras líneas de investigación.

Directores de Tesis: Dr. Javier Calvente y Alfonso Romero, Universitat Rovira i Virgili

Índice general

1	Introducción	1
1.1	Motivación y estado del arte	1
1.2	Objetivo y estructura de la tesis	4
1.3	Lista de publicaciones	7
1.3.1	Revistas	7
1.3.2	Conferencias con presentación oral	7
1.3.3	Posters	8
2	Gestión de la energía en un sistema dc basado en módulos buck-boost controlados por corriente	9
2.1	Resumen	9
2.2	Introducción	10
2.3	Diseño del sistema FC híbrido serie	12
2.3.1	Dispositivo de almacenamiento auxiliar	12
2.3.2	Limitación de la pendiente en la corriente de la FC	14
2.3.3	Capacitor del bus dc	15
2.3.4	Convertidores dc-dc	17
2.3.5	Control maestro digital	18
2.4	Simulación y resultados experimentales	22
2.4.1	Arranque y parada del sistema FC híbrido	23
2.4.2	Sistema híbrido FC ante transitorios de carga	24
2.4.3	Protección del sistema FC	27
2.4.4	Sistema FC utilizando la PEMFC Nexa de Ballard	30
2.5	Conclusiones	32

3	Gestión de la energía en un sistema híbrido FC serie-paralelo	35
3.1	Resumen	35
3.2	Introducción	36
3.3	Descripción del algoritmo de gestión de energía propuesto	44
3.4	Simulación y resultados experimentales	46
3.4.1	Arranque y parada del sistema híbrido FC	46
3.4.2	Sistema híbrido FC ante transitorios de carga	48
3.5	Conclusiones	49
4	Comparativa entre sistemas híbridos PEMFC	53
4.1	Resumen	53
4.2	Descripción del sistema híbrido FC paralelo carga y del algoritmo de gestión energía propuesto	53
4.3	Simulación y resultados experimentales	58
4.3.1	Arranque y parada del sistema híbrido FC	59
4.3.2	Sistema híbrido FC ante transitorios de carga	59
4.4	Análisis teórico de eficiencias de las topologías FC híbridas	63
4.4.1	Topología FC híbrida serie	65
4.4.2	Topología FC híbrida paralelo carga	66
4.4.3	Topología FC híbrida serie-paralelo	68
4.4.4	Comparativa de eficiencias	70
4.5	Comparativa experimental de eficiencias entre las topologías FC híbridas	71
4.5.1	Perfiles de carga constante	72
4.5.2	Perfiles de carga con ciclo de trabajo constante	73
4.5.3	Perfiles de carga que ocasionan diferentes rizados en v_{ASD}	73
4.6	Conclusiones	75
5	Conclusiones de la tesis y futuras líneas de investigación	77
5.1	Contribuciones de la Tesis	77
5.2	Futuras líneas de investigación	78
A	Sistemas de arranque para un convertidor buck-boost en un bus dc	81
A.1	Resumen	81

A.2	Introducción	81
A.3	Convertidor modular buck-boost propuesto	82
A.4	Red de arranque propuesta	84
A.5	Resultados experimentales	85
A.5.1	Arranque sin retraso en las consignas de corriente	86
A.5.2	Arranque sin señal de reloj externo	86
A.5.3	Arranque con la red propuesta	86
A.5.4	Red de arranque propuesta en modo buck	88
A.6	Conclusiones	88
	Bibliografía	91

Índice de figuras

1-1	Diagrama de bloques general del sistema PEMFC.	5
2-1	Topología híbrida serie simulada e implementada.	12
2-2	Perfiles de carga $P_o(t)$, $P_{FC}(t)$ y $P_{ASD}(t)$ empleados para calcular el capacitor ASD.	13
2-3	Limitador de la pendiente de la corriente de la FC empleado para evitar el fenómeno del agotamiento del oxígeno.	15
2-4	Diagrama de bloques de pequeña señal de la tensión del bus v_o	16
2-5	Diagrama de bloques en pequeña señal del convertidor y la interacción entre sus lazos de corriente.	17
2-6	Convertidor modular buck-boost propuesto y su respectivo control de corriente: (a) Modelo para estudiar simulaciones de corta duración y (b) diagrama de bloques para estudiar simulaciones de larga duración.	19
2-7	Circuito de la topología FC híbrida serie. Los elementos del sistema son la FC o el emulador, un filtro de paso bajo de segundo orden, los convertidores modulares 1, 2 y 3, los capacitores C_{ASD} y C_o y la carga. El control maestro regula las tensiones de entrada/salida de cada convertidor a través de valores de corriente de referencia.	20
2-8	Diagrama circuital del control maestro.	21
2-9	Diagramas de bloques de los lazos de control y protección del sistema híbrido FC serie: La tensión mínima de la FC V_{FCmin} y la tensión de referencia del ASD V_{ASD} en (a) y (b) se encuentran limitada y regulada respectivamente a través de i_{ref1} . (c) Lazo de protección de la tensión máxima del ASD. (d) Lazo que regula la tensión de salida v_o . (e) Lazo de protección de la tensión mínima del ASD.	22

2-10	Arranque y parada con una carga resistiva constante de 22.6Ω . (a) Simulación realizada en PSIM. (b) Medidas experimentales. CH1: Tensión del bus dc v_o (10 V/div), CH2: Tensión del ASD v_{ASD} (10 V/div), CH3: Tensión de la FC v_{FC} (10 V/div), CH4: Corriente de la FC i_{FC} (5 A/div), con una base de tiempo de 2s.	25
2-11	Sistema FC bajo un perfil de carga pulsante, con $I_{FC} = 5.57 \text{ A}$, $V_{ASD} = 50 \text{ V}$ y $V_o = 48 \text{ V}$ de valores medios: (a) Simulación realizada en PSIM. (b) Medidas experimentales. CH1: Tensión del bus dc v_o (200 mV/div, Acoplo AC), CH2: Tensión del ASD v_{ASD} (200 mV/div, Acoplo AC), CH3: Corriente de salida i_o (5 A/div), CH4: Corriente de la FC i_{FC} (200 mA/div, Acoplo AC), con una base de tiempo de 4 ms.	26
2-12	Variaciones de carga de gran señal comprendidas entre 22.6Ω y 2.4Ω , con una frecuencia de 0.5 Hz y ciclo de trabajo del 10 %, produciendo una carga y descarga periódica del ASD. (a) Simulación realizada en PSIM. (b) Medidas experimentales. CH1: Tensión del bus dc v_o (500 mV/div, Acoplo AC), CH2: Tensión del ASD v_{ASD} (20 V/div), CH3: Corriente de salida i_o (10 A/div), CH4: Corriente de la FC i_{FC} (5 A/div), con una base de tiempo de 2s.	27
2-13	Cortocircuito controlado y circuito abierto en el bus dc con una duración de 5 s en cada evento. (a) Simulación realizada en PSIM. (b) Medidas experimentales. CH1: Tensión del bus dc v_o (20 V/div), CH2: Tensión del ASD v_{ASD} (2 V/div, Acoplo AC), CH3: Corriente de salida i_o (10 A/div), CH4: Corriente de la FC i_{FC} (10 A/div), con una base de tiempo de 4s. . .	28
2-14	Variables principales durante la sobrecarga. (a) Simulación realizada en PSIM. (b) Medidas experimentales. Tensión del bus dc v_o (20 V/div), tensión de la FC v_{FC} (20 V/div), tensión del ASD v_{ASD} (20 V/div), corriente de salida del ASD i_{oASD} (20 A/div), corriente de entrada del ASD i_{iASD} (10 A/div), corriente de salida i_o (10 A/div), corriente de la FC i_{FC} (5 A/div), con una base de tiempo de 2s.	30

2-15	Sistema FC empleando la PEMFC Nexa en lugar de emplear el emulador de pila de combustible. (a) Arranque y parada del sistema FC con una carga constante resistiva de 22.6Ω . CH1: Tensión del bus dc v_o (10 V/div), CH2: Tensión del ASD v_{ASD} (10 V/div), CH3: Tensión de la FC v_{FC} (10 V/div), CH4: Corriente de la FC i_{FC} (5 A/div). (b) Variación de gran señal en la carga entre 22.6Ω y 2.6Ω , con una frecuencia de 0.5 Hz y ciclo de trabajo del 10% que produce una carga y descarga periódica del ASD. CH1: Tensión del bus dc v_o (500 mV/div, Acoplo AC), CH2: Tensión del ASD v_{ASD} (20 V/div), CH3: Corriente de salida i_o (10 A/div), CH4: Corriente de la FC i_{FC} (5 A/div), con igual base de tiempo de 2s.	31
3-1	Principales subsistemas de una PEMFC: (a) Unidad FC, (b) carga, (c) humidificador, (d) sistema de ventilación, (e) bomba de aire, (f) controlador de la FC, (g) tanque de hidrógeno, (h) control de la bomba de aire, (i) aire de entrada, (j) aire de escape, (k) control de ventilación, (l) variables del proceso monitorizadas, (m) válvula del hidrógeno de entrada, (n) control de válvula de purga de hidrógeno, (o) purga de hidrógeno.	37
3-2	Gráfica de Ragone que describe las tecnologías de almacenamiento de energía en términos de la densidad de energía y de potencia. Las líneas diagonales indican el tiempo relativo para obtener la carga dentro o fuera del dispositivo.	38
3-3	Topología FC serie-paralelo.	39
3-4	Principales estados de la topología FC serie-paralelo.	41
3-5	Circuito de la topología FC híbrida serie-paralelo. Los elementos del sistema son la FC o el emulador, un filtro paso bajo de segundo orden, los convertidores modulares 1, 2 y 3, los capacitores C_{ASD} y C_o y la carga. El control maestro regula las tensiones de entrada/salida de cada convertidor a través de valores de corrientes de referencia.	44

3-6	Diagramas de bloques de control y de protección del sistema híbrido FC serie-paralelo: La tensión mínima V_{FCmin} y la tensión de referencia V_{ASD} de (a) y (b) se encuentran limitadas y reguladas a través de i_{gref1} y i_{gref2} . (c) Lazo de protección de la tensión máxima del ASD. (d) Lazo encargado de regular la tensión de salida v_o y (e) corresponde al lazo de protección de la tensión mínima del ASD.	45
3-7	Arranque y parada con una carga resistiva constante de 20.3Ω . (a) Simulación realizada en PSIM. (b) Medidas experimentales. CH1: Tensión del bus dc v_o (10 V/div), CH2: Tensión del ASD v_{ASD} (10 V/div), CH3: Tensión de la FC v_{FC} (10 V/div), CH4: Corriente de la FC i_{FC} (5 A/div), con una base de tiempo de 2s.	47
3-8	Topología SPH bajo un perfil de carga pulsante, con frecuencia de 100 Hz y ciclo de trabajo del 50% y valores medios de $v_{FC} = 36.1 \text{ V}$, $I_{FC} = 7.4 \text{ A}$, $V_{ASD} = 50 \text{ V}$ y $V_o = 48 \text{ V}$. Las figuras (a), (c) y (e) corresponden a simulaciones realizadas en PSIM. Las figuras (b), (d) y (f) corresponden a medidas experimentales. Las principales variables son estudiadas son: tensión de salida v_o (2 V/div, Acoplo AC), corriente en la carga i_L (5 o 10 A/div), corrientes de entrada i_{g1} e i_{g2} (5 A/div), corrientes de salida i_{o1} e i_{o3} (5 A/div), corriente de la FC i_{FC} (2 A/div, Acoplo AC), tensión del ASD v_{ASD} (2 V/div, Acoplo AC), con igual base de tiempo de 4 ms.	50
3-9	Topología SPH ante variaciones de gran señal entre 20.3Ω y 3.3Ω , con una frecuencia de 0.5 Hz y ciclo de trabajo del 10%, cargando y descargando periódicamente el ASD. Las figuras (a), (c) y (e) corresponden a simulaciones realizadas en PSIM. Las figuras (b), (d) y (f) corresponden a medidas experimentales. Las principales variables son: tensión de salida v_o (100 mV/div, Acoplo AC), corriente en la carga i_L (10 A/div), corrientes de entrada i_{g1} e i_{g2} (2 A/div), corrientes de salida i_{o1} e i_{o3} (2 A/div y 10 A/div respectivamente), corriente de la FC i_{FC} (2 or 5 A/div), tensión del ASD v_{ASD} (10 V/div) con igual base de tiempo de 2s.	51

4-1	Circuito de la topología FC híbrida paralelo carga. Los elementos del sistema son la FC o el emulador, un filtro paso bajo de segundo orden, los convertidores modulares 1, 2 y 3, los capacitores C_{ASD} y C_o y la carga. El control maestro regula las tensiones de entrada/salida de cada convertidor a través de valores de corrientes de referencia.	54
4-2	Diagramas de bloques de los lazos de control y protección del sistema híbrido FC paralelo carga: La tensión mínima de la FC V_{FCmin} y la tensión de referencia del ASD V_{ASD} en (a) y (b) se encuentran limitada y regulada respectivamente a través de i_{gref1} . (c) Lazo de protección de la tensión máxima del ASD. (d) Lazo que regula la tensión de salida v_o . (e) Lazo de protección de la tensión mínima del ASD.	55
4-3	Medida experimental del tiempo requerido para que el ACC salga de su saturación en el caso de máxima eficiencia ($I_{min} = 0$ A). (a) Tiempo requerido en salir de la saturación el PI que regula i_{g2} . (b) Tiempo requerido en salir de la saturación el PI que regula i_{o3} . CH1: Corriente de referencia de entrada del convertidor 2 i_{gref2} (1 V/div), CH2: Corriente de entrada del convertidor 2 i_{g2} (5 A/div), CH3: Corriente de referencia de salida del convertidor 3 i_{oref3} (1 V/div), CH4: Corriente de salida del convertidor 3 i_{o3} (5 A/div), con una base de tiempo de 1 ms.	56
4-4	Inestabilidad presente en el lazo de tensión de v_o para $\Delta V_{ASDref} = 2$ V e $i_L = 4$ A. CH1: Tensión del bus dc (200 mV/div, Acoplo AC), CH2: Tensión del ASD (10 V/div), CH3: Corriente de entrada del convertidor 2 i_{g2} (2 A/div), CH4: Corriente de salida del convertidor 3 i_{o3} (2 A/div), con una base de tiempo de 2 s.	57
4-5	Diagrama de bloques modificado del lazo que regula v_o ($I_{min} = 1.8$ A).	58
4-6	Arranque y parada con una carga resistiva constante de 20Ω . (a) Simulación realizada en PSIM. (b) Medidas experimentales. CH1: Tensión del bus dc v_o (10 V/div), CH2: Tensión del ASD v_{ASD} (10 V/div), CH3: Tensión de la FC v_{FC} (10 V/div), CH4: Corriente de la FC i_{FC} (5 A/div), con una base de tiempo de 2 s.	60

4-7	Topología PH bajo un perfil de carga pulsante, con frecuencia de 100 Hz y ciclo de trabajo del 50% y valores medios de $v_{FC} = 36.0$ V, $I_{FC} = 12.6$ A, $V_{ASD} = 50$ V y $V_o = 48$ V. (a) Simulación realizada en PSIM. (b) Medidas experimentales. CH1: Tensión del bus dc v_o (500 mV/div, Acoplo AC), CH2: Corriente de entrada i_{g2} (5 A/div), Corriente de salida i_{o3} (5 A/div), CH4: Corriente en la carga i_L (10 A/div), con una base de tiempo de 4 ms.	61
4-8	Topología PH ante variaciones de gran señal entre 20.3Ω y 3.2Ω , con una frecuencia de 0.5 Hz y ciclo de trabajo del 10%, cargando y descargando periódicamente el ASD. Las figuras (a) y (c) corresponden a simulaciones realizadas en PSIM. Las figuras (b) y (d) corresponden a medidas experimentales. Las principales variables son: tensión de salida v_o (500 mV/div, Acoplo AC), corriente en la carga i_L (10 A/div), corriente de entrada i_{g2} (5 A/div), corriente de salida i_{o3} (10 A/div), corriente de la FC i_{FC} (5 A/div), tensión del ASD v_{ASD} (10 V/div) con igual base de tiempo de 2s.	62
4-9	Perfiles de potencias $P_o(t)$, $P_{ASD}(t)$ y $P_{FC}(t)$ empleados para realizar la comparación de eficiencias entre las diferentes arquitecturas FC estudiadas.	64
4-10	Topología híbrida serie empleada para determinar teóricamente su eficiencia.	65
4-11	Topología híbrida paralelo carga empleada para determinar teóricamente su eficiencia.	66
4-12	Perfiles de potencias $P_{ASDD}(t)$ y $P_{ASDC}(t)$ que corresponden a las potencias instantáneas de carga y descarga respectivamente.	67
4-13	Topología híbrida serie-paralelo carga empleada para determinar teóricamente su eficiencia.	68
4-14	Perfil de potencia $P_{FCL}(t)$ que corresponde al convertidor que se encuentra entre la FC y el bus dc en la topología serie-paralelo.	69
4-15	Eficiencias teóricas de las topologías híbridas FC serie, paralelo carga y serie-paralelo, las cuales corresponden a η_S , η_P y η_{SP}	71
4-16	Eficiencias de las topologías híbridas FC serie, paralelo carga y serie-paralelo para perfiles de carga constante $P_o(t) = P_{oavg}$	73
4-17	Eficiencias de las diferentes topologías híbridas FC para perfiles de carga P_o con ciclo de trabajo $D = 0.3$ y una frecuencia de $f = 1/T = 100$ Hz.	74

4-18	Eficiencias de las topologías híbridas FC estudiadas en esta tesis para perfiles de carga con ciclo de trabajo D variable y una frecuencia constante de $f = 100$ Hz.	75
4-19	Eficiencias de las topologías híbridas FC para perfiles de potencia con ciclo de trabajo D variable y una frecuencia constante de $f = 5$ Hz.	76
4-20	Eficiencias de las topologías híbridas FC para perfiles de potencia con ciclo de trabajo D variable y una frecuencia constante de $f = 0.5$ Hz.	76
A-1	Modelo dinámico del convertidor modular buck-boost empleado en este trabajo de investigación junto a su respectiva red de arranque propuesta. . . .	83
A-2	Medidas experimentales del arranque del convertidor modular en modo boost sin retraso en sus consignas de corriente. CH1: Pulsos de boost en el driver $u_{1Driver}$ (5 V/div), CH2: Pulsos de buck en el driver $u_{2Driver}$ (5 V/div), CH3: Tensión del condensador intermedio v_c (10 V/div), CH4: Señal de Reloj Externo (5 V/div), con una base de tiempo de 100 μs . . .	85
A-3	Arranque del convertidor modular utilizado en esta tesis en modo boost sin señal de reloj externo. CH1: Pulsos de boost en el driver $u_{1Driver}$ (5 V/div), CH2: Pulsos de buck en el driver $u_{2Driver}$ (5 V/div), CH3: Tensión del condensador intermedio v_c (50 V/div), CH4: Enable (5 V/div), con una base de tiempo de 200 μs	86
A-4	Variables principales durante el arranque del convertidor modular en modo boost con la red de arranque propuesta. Pulsos de boost en el driver $u_{1Driver}$ (5 V/div), pulsos de buck en el driver $u_{2Driver}$ (5 V/div), tensión del condensador intermedio v_c (10 V/div), tensión de salida v_o (10 V/div), Señal de Reloj Externo (5 V/div), corriente de entrada del convertidor i_g (5 A/div), con una base de tiempo de 100 μs	87
A-5	Arranque del convertidor modular en modo buck con la red de arranque propuesta. Pulsos de boost en el driver $u_{1Driver}$ (5 V/div), pulsos de buck en el driver $u_{2Driver}$ (5 V/div), tensión del condensador intermedio v_c (10 V/div), tensión de salida v_o (10 V/div), Señal de Reloj Externo (5 V/div), corriente de entrada del convertidor i_g (5 A/div), con bases de tiempo de 20 μs en (a) y de 100 μs en (b).	89

Índice de tablas

2.1 Especificaciones del sistema FC SH.	14
2.2 Parámetros de los lazos del control maestro de la topología híbrida serie.	23
3.1 Recopilación de los principales sistemas FC híbridos serie-paralelo.	42

Glosario

Notaciones

$x(t)$	Variable de tiempo continuo
$\bar{x}(t)$	Variable promediada
Δx	Transitorio máximo de una variable
X	Variable en estado estacionario
$G(s)$	Función de transferencia general en el dominio de Laplace
$G(z)$	Función de transferencia general en el dominio z
$ \cdot $	Valor absoluto

Unidades

A	amperio
F	faradio
Hz	hercio
Ω	ohmio
W	vatio
V	voltio
rad	radián
s	segundo

Acrónimos

ACC	Control Modo Corriente Promedio
ASD	Dispositivo de Almacenamiento Auxiliar
DAC	Convertor Digital-Analógico
DG	Generación Distribuida
DOH	Grado de Hibridación
DSC	Controlador de Señal Digital
ECSS	Cooperación Europea por la Estandarización Espacial
EMC	Compatibilidad Electromagnética
ESR	Resistencia Equivalente Serie
FC	Pila de Combustible
MOSFET	Transistor de Efecto de Campo Metal-Óxido-Semiconductor
PEMFC	Pila de Combustible de Membrana de Intercambio de Protones
PH	Híbrido Paralelo
PI	Acción Proporcional-Integral
SH	Híbrido Serie
SOC	Estado de Carga
SPH	Híbrido Serie-Paralelo
SR	Pendiente
SS	Espacio de Estados Promediado
UPS	Sistemas de Alimentación Ininterrumpida

Capítulo 1

Introducción

En este capítulo se hace una introducción al contenido de la tesis, presentando la motivación, el estado del arte, los objetivos y la estructura de la tesis.

1.1. Motivación y estado del arte

La recopilación de trabajos de Cuk y Middlebrook [1] es sin duda uno de los documentos más relevantes en el campo de la electrónica de potencia. El primer volumen trata fundamentalmente sobre el modelado y el análisis de convertidores conmutados. El segundo volumen, con 14 artículos está dedicado al convertidor de topología óptima o convertidor de Cuk, el cual es una estructura de convertidor conmutado dc-dc extremadamente versátil. Topológicamente es una estructura que se deriva de la buck-boost convencional y permite tanto elevar como reducir tensión de forma modular. Su versión no aislada es inversora y, al igual que el convertidor buck-boost modular que será empleado en este trabajo de investigación, posee corrientes de entrada y de salida continuas. El condensador intermedio, en el cual fluye toda energía entre la entrada y salida, junto al stress existente en los interruptores son los principales puntos débiles y penalizan fuertemente la eficiencia del convertidor modular que será utilizado en esta tesis. En los trabajos de Cuk se ha empleado el amortiguamiento del condensador intermedio, se han acoplado los inductores de entrada y de salida, se ha estudiado el modo discontinuo y se ha desarrollado una versión con aislamiento galvánico. Todas estas modificaciones se han realizado con la finalidad de permitir el diseño de convertidores de mayor potencia y rendimiento, con un amplio ancho de banda. Como paso previo a la obtención de su convertidor de topología óptima, Cuk presenta la conexión en cascada del

convertidor elevador con el convertidor reductor a la que se ha denominado, por ejemplo, boost-buck, Split-pi o buck-boost no inversor.

Las interesantes prestaciones que ofrece la etapa de potencia presentada como Split-pi (British Patent GB2376357B) han hecho que sea comercializada por la empresa Green Energy Technologies como "High Efficiency 'SPLIT-PI' Bi-lateral Universal non-isolated DC-DC Converter" [2], pese sus limitaciones dinámicas en su uso como elevador de tensión. La versión unidireccional mejorada con carga resistiva publicada en [3] y [4] que añade una red de amortiguamiento al condensador intermedio y acopla magnéticamente los inductores, presenta las mismas ventajas en cuanto a eficiencia y continuidad de las corrientes de entrada y salida pero con una sustancial mejora en su respuesta dinámica puesto que puede conseguirse que, en modo elevador, ninguna de sus funciones de transferencia respecto a las variables de control sea de fase no mínima.

En sus artículos, Cuk y Middlebrook llegan a acoplar magnéticamente los inductores del convertidor al que denominan "cascaded boost-buck" pero con un acoplo perfecto, sin plantearse el amortiguamiento del condensador que sí proponen en el contexto de la estabilización de filtros de entrada y sin darse cuenta de las posibilidades de desplazar ceros desde el semiplano complejo derecho al izquierdo en las funciones de transferencia que ofrece el acoplo magnético. Seguramente el mayor número de elementos requeridos para implementar los conmutadores del buck-boost no inversor hizo decantarse en su época a Cuk y Middlebrook por patentar y desarrollar al máximo el "convertidor de topología óptima". Hoy en día, las mejoras en cuanto a costos y prestaciones de los semiconductores de potencia y drivers integrados probablemente harían que reconsiderasen su decisión.

Naturalmente la búsqueda de estructuras versátiles no acaba con Cuk y Middlebrook, sino que hay diversos autores que han realizado contribuciones a lo largo de los años que se centran en modificaciones del convertidor de Cuk [5,6], del buck-boost [7], o de estructuras en semipunto [8], y de puente completo [9], aunque quizás la mas interesantes sean la "standard multiple application regulator topology" utilizada por la Agencia Espacial Europea [10] obtenida de la conexión en cascada de una etapa buck y un push-pull o sus variantes de corriente de entrada continua [11].

Otros autores han hecho también contribuciones interesantes como la propuesta del con-

vertidor dc-dc buck boost multinivel unidireccional [12] en la que la técnica multinivel se propone como una forma de reducir el stress con una menor tensión en los interruptores para mejorar la eficiencia, a expensas de incrementar el número de dichos interruptores y aumentar la complejidad del control.

En [13] se emplea un convertidor “current-fed push-pull” con control independiente de las ramas que permite obtener un comportamiento elevador-reductor con aislamiento galvánico, pero con el inconveniente de que en modo reductor es discontinua la corriente de entrada y en modo elevador lo es la corriente de salida.

También resulta interesante la propuesta de [14] en la que se propone una estructura boost-book de inductor partido (tapped inductor) con acoplo magnético perfecto para implementar un rectificador con corrección del factor de potencia en el que la recfificación se realiza con un puente de diodos. Se propone la utilización de una estructura que permite elevar y reducir tensión y se utiliza una técnica de generación de las señales de control muy similar a la utilizada en [3]. Sin embargo, no resuelve los inconvenientes de ceros en el semiplano complejo derecho ni la discontinuidad presente en las corrientes de entrada y de salida.

En los últimos años se está asistiendo a una búsqueda decidida de fuentes de energía que supongan una alternativa real al uso de combustibles fósiles. Con ello se intenta, por un lado, disminuir la dependencia económica de unos recursos cada vez más escasos y que se deben ir a buscar más allá de las fronteras de los principales países consumidores y, por otro lado, reducir la contaminación que supone el uso de los ya mencionados combustibles fósiles [15].

Como una de las opciones fundamentadas figuran el uso de pilas de combustible (Fuel Cells, FCs) que utilicen hidrógeno, que puede ser generado a partir del agua utilizando fuentes de energías renovables o que puede ser obtenido de fuentes poco contaminantes como el gas natural [16]. Otro combustible prometedor es el metanol [17] que se está utilizando de forma directa o es reformado para obtener hidrógeno.

Existen otras aplicaciones en las que el uso de pilas de combustible como fuente de energía principal puede resultar adecuado, por ejemplo: vehículos en general (submarinos, barcos, aviones, etc.), sistemas de alimentación ininterrumpida (Standby Power Systems,

UPS) [18], grupos electrógenos (por ejemplo hospitales de campaña, equipos de comunicaciones portátiles, etc.) [19], en sustitución de baterías en equipos de electrónica de consumo (telefonía móvil, ordenadores portátiles, etc.) [20].

1.2. Objetivo y estructura de la tesis

Aunque la investigación básica en pilas de combustible (desarrollo de nuevos materiales, electrodos, membranas, electrolitos, etc.) ha experimentado en los últimos años un notable desarrollo y podría decirse que las aplicaciones de las mismas se encuentran en fase inicial.

Existe una similitud entre la arquitectura eléctrica de un satélite (paneles solares, baterías, unidad de control de potencia, bus de alimentación en corriente continua, cajas de distribución, plataforma y carga útil) y el diseño de una arquitectura eléctrica basada en pilas de combustible. En esta arquitectura, las pilas de combustible sustituirían a los paneles solares, mientras que las baterías, unidad de control y buses seguirían existiendo adaptados al nuevo contexto de cargas. Otros aspectos tales como la gestión térmica o control de orientación y telemetría serían sustituidos por sistemas análogos (control de humedad y temperatura, control de los flujos de gases, etc.). En base a esto, el objetivo principal de esta tesis consiste en explotar el paralelismo observado entre los sistemas de gestión y generación de energía en satélites y aquellos sistemas construidos a partir de pilas de combustible. Básicamente se pretende la adaptación a estos últimos de algoritmos de gestión de energía, estrategias, arquitecturas y herramientas utilizadas en el ámbito aeroespacial.

Para facilitar el cumplimiento del objetivo principal, se diseñarán, construirán y evaluarán tres arquitecturas básicas para la interconexión entre cargas, pilas, sistemas de almacenamiento y los convertidores asociados. Se determinará cuál de las topologías consideradas, que son serie, paralelo carga y serie-paralelo, ofrece mejores prestaciones (rendimiento, stress en la pila, complejidad, etc.) frente a perfiles de carga variados. A partir del diagrama de bloques general del sistema de la Figura 1-1 se obtienen las siguientes conexiones:

- **Conexión serie:** Requiere de los convertidores B y C. Se requiere del convertidor E en caso de que se presente regeneración. No existen los convertidores A, D y F [21].
- **Conexión paralelo carga:** Requiere de los convertidores A, C y E. No existen los

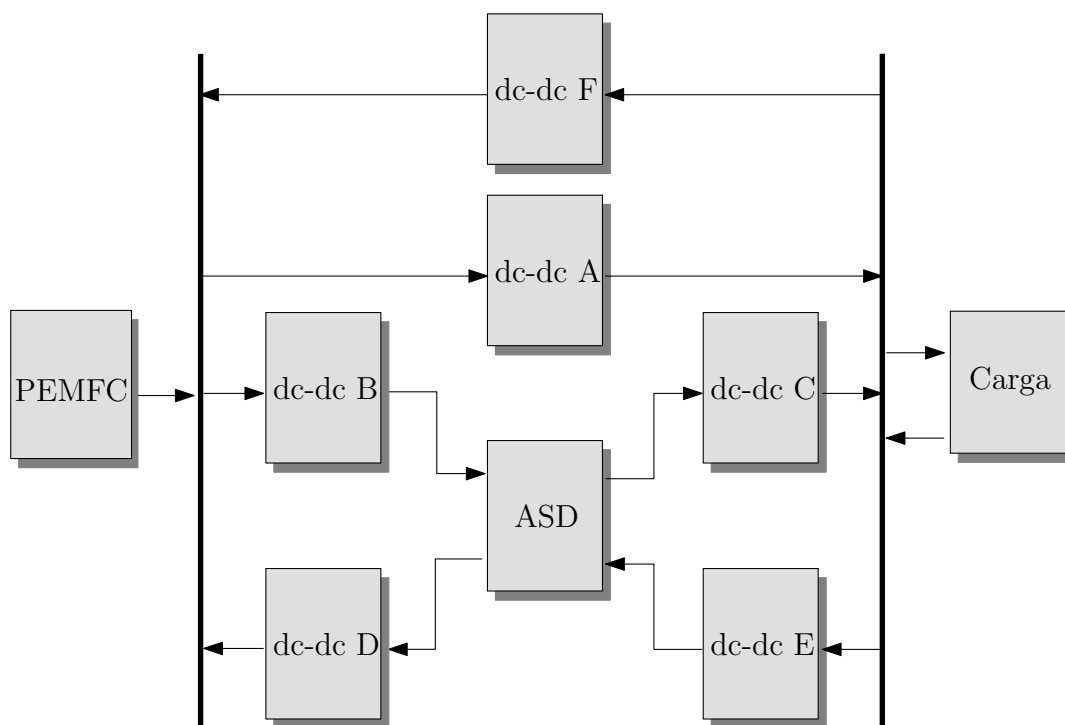


Figura 1-1: Diagrama de bloques general del sistema PEMFC.

convertidores B, D y F [22, 23].

- **Conexión paralelo fuente:** Requiere de los convertidores A, B y D. No existen los convertidores C y E. Se requiere del convertidor F en caso de que exista regeneración. Esta topología no ha sido incluida en este estudio, debido a que el rango de tensiones de trabajo de la FC empleada es inferior a la tensión del bus DC y una se realiza una conexión más eficiente del ASD en el nodo de mayor tensión [24].
- **Conexión serie-paralelo:** Requiere de los convertidores A, B y C. Se requiere del convertidor E en caso de que se presente regeneración. No existen los convertidores D y F [25].

En el sistema de bus dc propuesto en la Figura 1-1 se requiere de la comprobación experimental de la interconexión y regulación de los diferentes módulos unidireccionales empleados. Esta interconexión implica la puesta en paralelo y antiparalelo de dichos módulos, así como la regulación de la tensión y corriente de entrada de alguno de ellos, además de la

corriente y tensión de salida que son necesarias en otros módulos.

El parámetro fundamental a evaluar en las diferentes arquitecturas consideradas, consiste en el análisis de eficiencias propuesto en [26] y con la finalidad de acotar el trabajo de investigación, la potencia promedio del sistema FC será de 512 W y los análisis teóricos serán validados mediante simulación y experimentalmente en un bus dc de 48 V, con posibilidad de consumos pulsantes de hasta 1500 W que serán extraídos del Dispositivo de Almacenamiento Auxiliar (Auxiliary Storage Device, ASD).

Con la finalidad de la consecución de los objetivos planteados anteriormente, la tesis se organiza de la siguiente forma:

En el Capítulo 2 se propone una guía de diseño de un sistema FC híbrido serie (Series Hybrid, SH), incluyendo sus lazos de control y protección, con la finalidad de evitar el problema del agotamiento del oxígeno. Adicionalmente, se presenta el convertidor modular seleccionado, junto a su modelo dinámico y estático, como elemento clave para evitar el empleo de algoritmos complejos en el control maestro, el cual ha sido implementado digitalmente. Los resultados experimentales y simulación presentados en este capítulo validan los análisis teóricos en un bus dc de 48 V, 1500 W.

El Capítulo 3 presenta una topología híbrida FC serie-paralelo (Serial-Parallel, SPH), la cual dio lugar al convertidor modular utilizado en este trabajo de investigación y se muestra por primera vez en la topología para la cual ha sido diseñado. Por otra parte, se muestra una detallada descripción acerca del diseño del algoritmo de gestión de energía utilizado. De manera similar al capítulo anterior, se presentan resultados tanto de simulación como experimentales que verifican el desarrollo teórico realizado en un bus dc de 48 V y 1200 W.

En el Capítulo 4 se describe un sistema FC híbrido paralelo carga (Parallel, PH), junto a sus respectivos lazos de control y protección, donde sus criterios de diseño e implementación son similares a los desarrollados en los capítulos 2 y 3. Además, se propone un análisis de eficiencias, tanto teórico como experimental, con la finalidad comparar las diferentes topologías desarrolladas en esta tesis y, de este modo, poder establecer sus respectivas ventajas y desventajas ante diferentes perfiles de carga.

Finalmente, el Capítulo 5 presenta las conclusiones de la tesis y las futuras líneas de investigación sugeridas.

1.3. Lista de publicaciones

Las principales contribuciones de este proyecto se muestran en las siguientes publicaciones:

1.3.1. Revistas

- I H. Ramirez-Murillo, C. Restrepo, J. Calvente, A. Romero, and R. Giral, “Energy management dc system based on current-controlled buck-boost modules”, *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 5, pp. 2644–2653, Sept 2014.
- II H. Ramirez-Murillo, C. Restrepo, J. Calvente, A. Romero, and R. Giral, “Energy management of a Fuel Cell Serial-Parallel Hybrid System”, to be published in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015.

1.3.2. Conferencias con presentación oral

- I H. Ramirez-Murillo, C. Restrepo, J. Calvente, A. Romero, and R. Giral, “Sistemas de Arranque para un Convertidor Buck-Boost en un Bus DC (Spanish)”, *Accepted in the Seminario Anual de Automática, Electrónica e Instrumentación SAAEI 2012*, University of Minho, Guimaraës, Portugal, 11-13 Jul. 2012.
- II H. Ramirez-Murillo, C. Restrepo, J. Calvente, A. Romero, and R. Giral, “Energy management of a Fuel Cell Serial-Parallel Hybrid System”, *Accepted in 11th International Multi-Conference on Systems, Signals y Devices (IEEE SSD 2014)*, Universitat Politècnica de Catalunya, Castelldefels, Spain, 11-14 Feb. 2014.
- III F. Mendez-Diaz, H. Ramirez-Murillo, A. Romero, J. Calvente , and R. Giral, “Control en Modo de Deslizamiento de la Tensión de Entrada del Convertidor Buck-Boost Versátil para Aplicaciones Fotovoltaicas (Spanish)” *Accepted in the Seminario Anual de Automática, Electrónica e Instrumentación SAAEI 2014*, Tangier, Morroco, 25-27 Jun. 2014.
- IV J. Calvente, H. Ramirez-Murillo, C. Restrepo, E. Vidal-Idiarte, and R. Giral, “Multi-sampled Average Current Control of Switching Power Converters”, *Submitted in the 16th*

IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT 2015), Seville, Spain, 17-19 Mar. 2015.

V F. Mendez-Diaz, H. Ramirez-Murillo, A. Romero, J. Calvente , and R. Giral, “Input Voltage Sliding Mode Control of the Versatile Buck-Boost Converter for Photovoltaic Applications” *Submitted in the 16th IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT 2015)*, Seville, Spain, 17-19 Mar. 2015.

1.3.3. Posters

I H. Ramirez-Murillo, C. Restrepo, J. Calvente, A. Romero, and R. Giral, “Start-Up System for a Buck-Boost Converter in a dc Bus”, *Graduated Student Meeting on Electronic Engineering*, Tarragona, Spain, 21-22 Jun. 2012.

II H. Ramirez-Murillo, C. Restrepo, J. Calvente, A. Romero, and R. Giral, “Energy Management dc System Based on Current-Controlled Buck-Boost Modules”, *Graduated Student Meeting on Electronic Engineering*, Tarragona, Spain, Jun. 2013.

Capítulo 2

Gestión de la energía en un sistema dc basado en módulos buck-boost controlados por corriente

2.1. Resumen

En este capítulo se presenta una guía de diseño de un sistema híbrido de pila de combustible, incluyendo sus lazos de control y protección. Este sistema híbrido está conformado por una FC, un ASD y la carga. Las principales ventajas del convertidor elegido son su propiedad de poder elevar y reducir tensiones, alta eficiencia y su bajo rizado en sus corrientes de entrada y de salida, lo cual le permite ser ubicado en cualquier posición del sistema. Adicionalmente, al emplear el mismo módulo en todos los convertidores del sistema, se simplifican las tareas de diseño y construcción. Los análisis teóricos se verifican mediante simulación y validación experimental en un bus dc de 48 V y 1500 W.

2.2. Introducción

La generación centralizada coexiste hoy en día con una nueva tendencia que viene dada por consideraciones ambientales y flexibilidad topológica. Este nuevo modelo se conoce como generación distribuida (Distributed Generation, DG) y se caracteriza por un tamaño de generación pequeño. El equipo de generación es usualmente renovable o, al menos, presenta características similares a dichos sistemas amigables con el medio ambiente [27, 28]. Los sistemas conformados por pilas de combustible de membrana de intercambio de protones (Proton Exchange Membrane Fuel Cell, PEMFC) son buenos candidatos para suministrar energía eléctrica en sistemas DG [29], entornos residenciales [30], vehículos eléctricos [31, 32] y aplicaciones en buses dc [33].

Sin embargo, la corta vida útil de las PEMFCs representa una limitación importante para su comercialización en aplicaciones estacionarias y móviles [34, 35]. La literatura muestra posibles causas de degradación de potencia en las pilas de combustible tales como la corrosión y contaminación de sus componentes, manejo pobre del agua, rizado en su corriente y agotamiento del oxígeno [36]. Una unidad PEMFC es un sistema complejo que requiere de un sistema de control de potencia para garantizar su segura, confiable y eficiente operación en diferentes puntos de trabajo. Es importante mantener la membrana suficientemente húmeda para mejorar el desempeño y la vida útil de la PEMFC. Para reducir los problemas asociados a la humedad o sequedad en una PEMFC, se emplea en [37] un convertidor boost en cascada con un buck para seleccionar su punto más apropiado de operación. En [38] se diseña y se analiza un convertidor dc-dc aislado, controlado por ángulo de fase y ciclo de trabajo, para limitar de forma favorable el rizado de su corriente de la FC y así prolongar su vida útil.

Una unidad PEM es considerada lenta debido a que su dinámica se encuentra limitada por los dispositivos mecánicos, principalmente el compresor, que proporciona el flujo de oxígeno hacia el cátodo. Como consecuencia de esta limitación en su respuesta dinámica, un transitorio en la carga podría causar una gran caída de tensión de corta duración, la cual es un indicador del agotamiento del oxígeno y podría ser peligrosa para la PEMFC [39]. La prevención de este fenómeno no deseado ha sido tratada mediante dos enfoques. El primero

se enfoca en el control del flujo de aire a través de un modelo de control predictivo [40–43]. Una desventaja de esta estrategia es que la dinámica del compresor de aire es más lenta que las variaciones en la corriente de carga. Esto imposibilita evitar huecos en la relación de oxígeno ante transitorios de gran señal y larga duración [41], lo cual puede llevar al fenómeno del agotamiento del oxígeno. El segundo enfoque emplea baterías, condensadores u otros ASDs para asegurar una respuesta rápida ante cualquier transitorio de carga. Estos sistemas evitan el fenómeno de el agotamiento del oxígeno al limitar la pendiente o razón de cambio (Slew-Rate, SR) de la corriente de la FC a través de convertidores controlados por corriente [44]. Este conjunto de elementos es conocido como sistema FC híbrido y respalda la operación de la FC [26].

En [45, 46] se emplea una etapa conformada por un convertidor boost para regular la tensión de un bus dc y limitar la SR de la corriente de la FC. Este sistema híbrido requiere de un ASD sobredimensionado para responder ante transitorios rápidos de carga y un circuito adicional capaz de limitar la pendiente de la corriente de la FC durante su arranque y parada. En este capítulo se propone una topología SH, la cual se muestra en la Figura 2-1, para prevenir el problema del agotamiento del oxígeno. Esta topología reduce el tamaño del ASD e incrementa el ancho de banda del lazo de regulación de tensión del bus dc v_o . El elemento clave en esta topología es el convertidor buck-boost no inversor mencionado en [3], junto al control de corriente propuesto en [4] y mejorado en [47]. El empleo de este convertidor modular se presenta por primera vez en este capítulo. Las principales características de dicho convertidor modular son: su capacidad de elevar y reducir tensión, alta eficiencia y bajo rizado en sus corrientes de entrada y salida. Este módulo puede controlar su corrientes de entrada y de salida con un amplio ancho de banda, lo cual facilita el diseño de los diferentes lazos de control y protección requeridos por el control maestro. Gracias a todas estas características, este módulo puede ser ubicado en cualquier posición de los convertidores del sistema híbrido fuel cell que se muestra en la Figura 2-1. Debido a que cada convertidor tiene su propio control analógico de corriente de bajo nivel, pueden ser diseñados independientemente los principales lazos de control para v_o , v_{ASD} e i_{FC} , evitándose de esta forma el empleo de algoritmos complejos en el control maestro, tales como los presentados en [48–50].

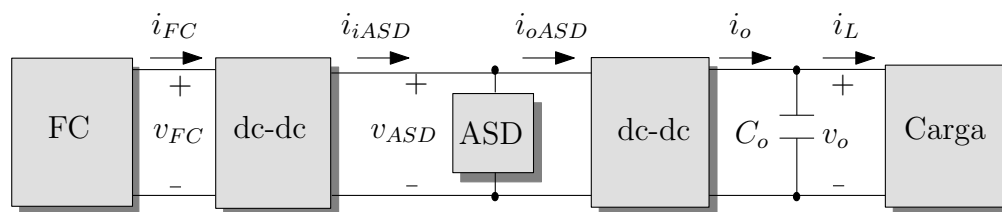


Figura 2-1: Topología híbrida serie simulada e implementada.

La etapa de control maestro puede ser diseñada e implementada tanto de forma analógica [51] como digital [52]. La creciente importancia en la capacidad de procesamiento va de la mano con las técnicas de control digital y disminución de costos [53]. Las principales ventajas de la implementación de un control digital sobre un analógico son su inmunidad al ruido, más compacto, menor peso y flexibilidad de programación. Todas estas ventajas permiten un simplificado diseño e implementación de varias tareas de control y protección del sistema de la Figura 2-1.

El procedimiento de diseño y la implementación digital del controlador maestro, junto con la selección de los diferentes elementos que conforman el sistema FC de la Figura 2-1 se presentan en la sección 2.3 de este capítulo. Posteriormente, en la sección 2.4 se muestran y se comparan tanto resultados experimentales como de simulación. Finalmente, las principales conclusiones de este capítulo, se encuentran resumidas en la sección 2.5.

2.3. Diseño del sistema FC híbrido serie

2.3.1. Dispositivo de almacenamiento auxiliar

Como ha sido mencionado anteriormente, la dinámica de una PEMFC es lenta y, ante un transitorio rápido aplicado en la carga, podría ocasionar el fenómeno no deseado del agotamiento del oxígeno. Se ha elegido un capacitor electrolítico C_{ASD} , en lugar de una batería, debido a que su mayor tasa de carga y descarga mejora el comportamiento del sistema híbrido FC. El comportamiento experimental ideal de la Figura 2-2 se utiliza para dimensionar la energía a almacenar requerida, el cual es un caso donde se presenta la limitación en SR en la corriente de la FC. El diseño se basa en una variación de potencia del perfil de carga P_o entre cero y la potencia máxima suministrada por la FC P_{FCmax} , la cual inicialmente debe

ser entregada por C_{ASD} , debido a que la FC requiere de un convertidor dc-dc controlado por corriente que limite su potencia P_{FC} y la pendiente de su corriente i_{FC} . Según la menor razón de cambio en la corriente de la FC SR_{FCu} de la Tabla 2.1, donde se encuentran las especificaciones del sistema FC SH, se muestra un tiempo de incremento de potencia T_{FCu} de 2 s en la Figura 2-2. Similarmente, ante una variación de carga comprendida entre P_{FCmax} y cero, se requiere suficiente energía almacenada en el capacitor para garantizar un tiempo de decremento de potencia T_{FCd} de 0.5 s, tal como se muestra en la Figura 2-2. En la Tabla 2.1 se presentan los valores máximos, mínimos y de referencia para los lazos regulan las tensiones de los diferentes puertos en la arquitectura FC propuesta. Los anchos de banda de dichos lazos de tensión se han determinado a partir de un análisis en frecuencia empleando la herramienta de MATLAB SISO tool. Adicionalmente, se muestran las potencias máximas en la FC y en la carga, corrientes máximas en los convertidores y capacidades obtenidas para el ASD y el bus dc.

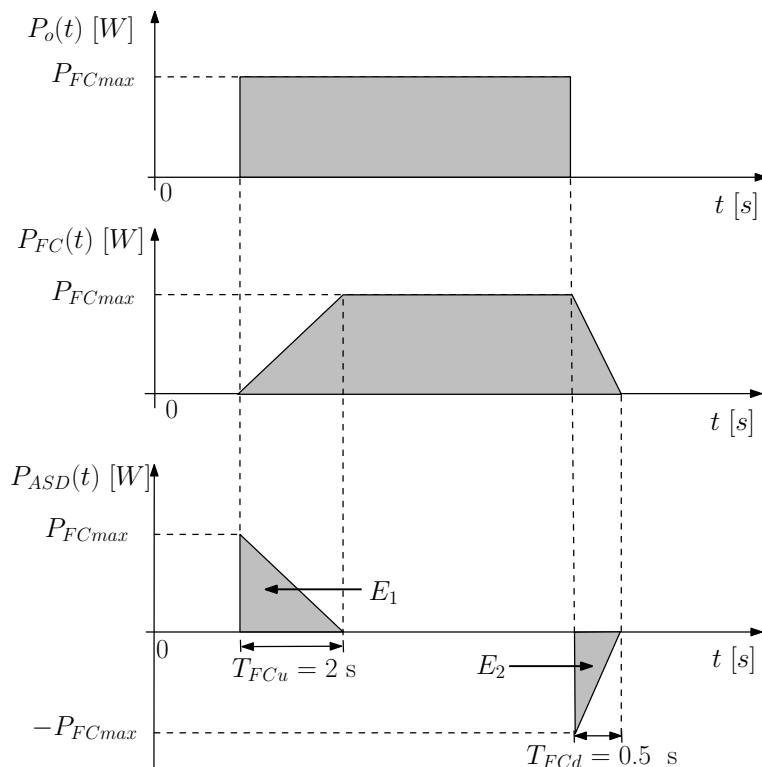


Figura 2-2: Perfiles de carga $P_o(t)$, $P_{FC}(t)$ y $P_{ASD}(t)$ empleados para calcular el capacitor ASD.

El valor del capacitor electrolítico se calcula considerando los intervalos de descarga y carga, los cuales corresponden a las energías E_1 y E_2 respectivamente:

$$|E_1| = \frac{P_{FCmax} T_{FCu}}{2} \leq \frac{C_{ASD}(V_{ASDref}^2 - V_{ASDmin}^2)}{2} \quad (2.1)$$

$$|E_2| = \frac{P_{FCmax} T_{FCd}}{2} \leq -\frac{C_{ASD}(V_{ASDref}^2 - V_{ASDmax}^2)}{2}$$

Tabla 2.1: Especificaciones del sistema FC SH.

Parámetro	Valor	Unidades	Descripción
V_{FCmin}	32.0	V	Tensión mínima de la FC
V_{FCmax}	51.2	V	Tensión máxima de la FC
V_{oref}	48.0	V	Tensión de referencia en el bus dc
V_{ASDref}	50.0	V	Tensión de referencia del ASD
V_{ASDmin}	25.0	V	Tensión mínima del ASD
V_{ASDmax}	57.0	V	Tensión máxima del ASD
$-SR_{FCd}$	-32.0	A/s	Máxima pendiente en la corriente de la FC
SR_{FCu}	8.00	A/s	Mínima pendiente en la corriente de la FC
$P_o máx$	1.50	kW	Máxima potencia pico de salida
$P_{FC máx}$	500	W	Máxima potencia pico de la FC
C_o	2.350	mF	Capacidad del bus dc
C_{ASD}	600	mF	Capacidad del ASD
$I_{máx}$	16.0	A	Máxima corriente en los convertidores
$\omega_o/2\pi$	2.37	kHz	Ancho de banda del lazo de v_o
$\omega_{ASD}/2\pi$	1.33	Hz	Ancho de banda del lazo de v_{ASD}

La capacidad de almacenamiento auxiliar requerida C_{ASD} debe ser la mayor de los dos valores obtenidos a partir del valor absoluto de las energías de carga y descarga de (2.1). De esta forma, se ha seleccionado el capacitor de valor comercial de 600 mF con una Resistencia Equivalente Serie (Equivalent Series Resistance, ESR) de 1 mΩ.

2.3.2. Limitación de la pendiente en la corriente de la FC

Para evitar el indeseado fenómeno del agotamiento del oxígeno, se ha implementado un limitador de SR en la corriente de la FC cuyo correspondiente diagrama de bloques se muestra en la Figura 2-3. Mientras las variaciones en la pendiente de la corriente de la FC se encuentran en el rango $(-SR_{FCd}, SR_{FCu})$, el limitador funciona como un filtro paso bajo y su función de transferencia viene dada por:

$$H_{SR}(s) = \frac{i_{FC SR}(s)}{i_{FC ref}(s)} = \frac{\omega_{SR}}{s + \omega_{SR}}, \quad (2.2)$$

donde el polo ω_{SR} debe ser seleccionado de tal forma que la frecuencia de corte sea mayor que el ancho de banda del lazo de control del voltaje del ASD y menor que la frecuencia del ruido de cuantización. Este parámetro ha sido ajustado experimentalmente en 157 rad/s.

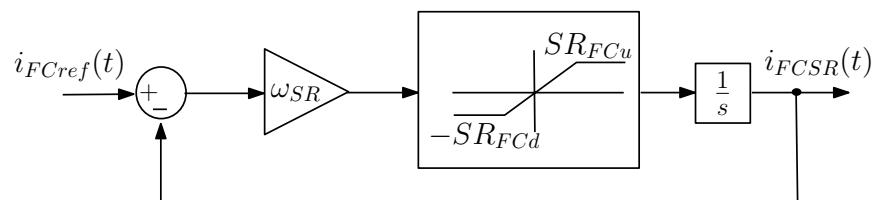


Figura 2-3: Limitador de la pendiente de la corriente de la FC empleado para evitar el fenómeno del agotamiento del oxígeno.

2.3.3. Capacitor del bus dc

El criterio empleado para dimensionar el condensador de salida C_o , cuya tensión es regulada en 48 V, se basa en las recomendación de la Cooperación Europea por la Estandarización Espacial (European Cooperation for Space Standardization, ECSS) [54] referente a las especificaciones de impedancia de salida. Estas especificaciones permiten una variación del 1% de la tensión ante un 50% de perturbación en la carga, lo cual se define como

$$Z_{o\text{máx}} = \frac{\Delta v_o}{\Delta i_o} = \frac{0.01 v_o}{0.5 P_o / v_o} = \frac{0.02 v_o^2}{P_o} = 30 \text{ m}\Omega. \quad (2.3)$$

Siguiendo estas especificaciones, el valor para C_o se obtiene de

$$\frac{1}{\omega_o C_o} \leq Z_{o\text{máx}} \quad (2.4)$$

donde ω_o es la frecuencia de corte del lazo de tensión del bus dc. Un valor mínimo para C_o se calcula según las especificaciones de la Tabla 2.1. Finalmente, conectando varios capacitores en paralelo para asegurar valor pequeño para la ESR, se obtiene una capacidad de 2.35 mF en el bus con una ESR de 11.8 m Ω .

El diagrama de bloques de pequeña señal permite que el voltaje de salida sea controlado

tal como se muestra en la Figura 2-4. En esta figura, la función de transferencia $G_{CVo}(s)$ corresponde al controlador PI que regula la tensión del bus v_o , el cual se describe en la subsección 2.3.5. La función de transferencia del convertidor en lazo cerrado $H_i(s)$ proviene de [4] y se modela como un filtro paso bajo de segundo orden.

$$H_i(s) = \frac{\hat{i}_o(s)}{\hat{i}_{oref}(s)} = \frac{\omega_{ci}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_{ci}s + \omega_{ci}^2} \quad (2.5)$$

donde ω_{ci} es la frecuencia natural con un valor de $2\pi \cdot 8$ krad/s y ζ es el factor de amortiguamiento con un valor de 0.44. La Figura 2-5 muestra el diagrama de bloques en pequeña señal del modelo promediado de espacio de estados (State Space Average, SSA) del convertidor buck-boost no inversor de [3], junto a su correspondiente control modo corriente promedio analógico (Averaged Current-Mode Control, ACC), el cual es controlador PI análogo y ha sido propuesto en [47].

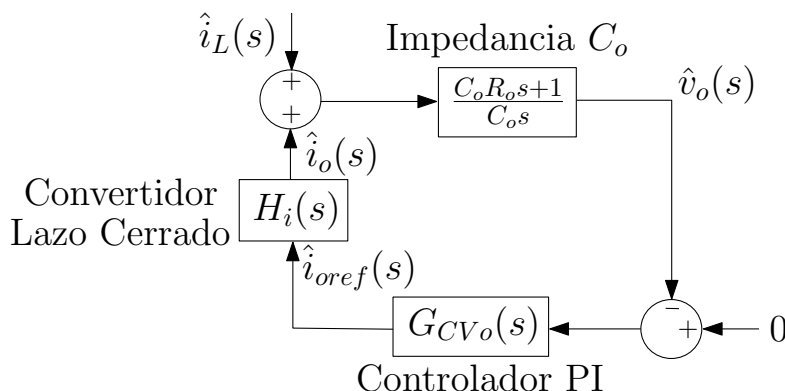


Figura 2-4: Diagrama de bloques de pequeña señal de la tensión del bus v_o .

Adicionalmente, la variable de control continua $u(t)$ se encuentra relacionada con los ciclos de trabajo $d_1(t)$ y $d_2(t)$ de los MOSFETs de la etapa boost y buck del convertidor modular propuesto. Para un análisis de pequeña señal, estas variables se encuentran relacionadas de la siguiente forma:

$$\hat{u}(t) = \begin{cases} \hat{d}_1(t) & \text{en modo boost} \\ \hat{d}_2(t) & \text{en modo buck} \end{cases} \quad (2.6)$$

El ACC de la Figura 2-5 se encuentra conformado por un controlador PI con polo adi-

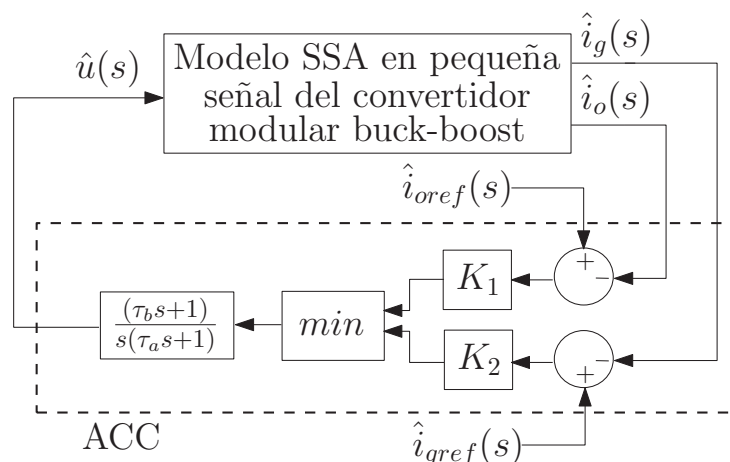


Figura 2-5: Diagrama de bloques en pequeña señal del convertidor y la interacción entre sus lazos de corriente.

cional analógico. Existe una dificultad en identificar un valor determinado tanto de corriente de referencia de entrada i_{gref} como de salida i_{oref} , debida a la incertidumbre presente en sus diferentes componentes. Adicionalmente a esta dificultad, no es posible obtener un $\epsilon > 0$, tal que $i_{gref} = i_{oref} = -\epsilon$, para que las corrientes entrada i_g y de salida i_o sean iguales a cero, debido a que el convertidor modular es unidireccional. Por lo tanto, la única posibilidad para que $i_g = i_o = 0$ en el sistema en lazo cerrado es para $u(t) = u_1(t) = u_2(t) = 0$, el cual corresponde al caso sin pulsos tanto de buck como de boost, caso en el que se saturan los amplificadores operacionales que implementan el controlador PI del ACC, perdiéndose de este modo control y regulación en el sistema. Para que el ACC salga de esta saturación, se requiere de un tiempo del orden de 1 o 2 ms.

2.3.4. Convertidores dc-dc

El elemento clave en este sistema híbrido PEMFC es un convertidor buck-boost modular capaz de adaptar diferentes fuentes de tensión no reguladas de elementos tales como la FC y el ASD. Dependiendo del punto de apreciación de la PEMFC, el estado de carga de C_{ASD} , y la tensión deseada del bus dc, los convertidores operan en modo buck ($v_{FC} > v_{ASD}$), ($v_{ASD} > v_o$) o modo boost ($v_{FC} < v_{ASD}$), ($v_{ASD} < v_o$). El menor rizado de su corriente de entrada, también es favorable para la operación y vida útil de la FC. La regulación en su corriente de entrada permite que la SR de la corriente de la FC sea limitada fácilmente.

Por otra parte, el amplio ancho de banda del control de su corriente de salida, le permite una buena regulación en la carga con protección ante cortocircuito, sin la necesidad de incrementar la capacidad de cómputo del control maestro. El control de corriente también facilita la conexión en paralelo de varias etapas de convertidores. Todas estas propiedades lo hacen una excelente elección como módulo para todos los convertidores requeridos en el sistema PEMFC.

El convertidor tiene dos diferentes modelos que dependen de la escala de tiempo requerida. El primero se muestra en la Figura 2-6(a) es un modelo dinámico que permite el estudio durante transitorios de corta duración. El segundo que se muestra en la Figura 2-6(b) es un modelo estático empleado en simulaciones de larga duración. El convertidor buck-boost de la Figura 2-6(a) combina una etapa boost en cascada con una etapa buck, con un acoplo magnético entre los inductores de entrada y de salida. Un estudio detallado del modelo matemático, valores de sus componentes y sus principales características se presentan en [4]. Tanto en la entrada como en la salida de este convertidor ha sido agregado un condensador de película C_F de $22 \mu\text{F}$ y 100 V , con la finalidad de evitar la propagación de componentes de alta frecuencia de la corriente a través del cableado y así reducir los problemas relacionados con EMCs.

La Figura 2-7 presenta el diagrama circuital implementado de la topología FC serie mostrado en la Figura 2-1 utilizando el mismo módulo buck-boost controlado por corriente como los convertidores 1, 2 y 3. Los sensores de corriente de lado alto, indicados en la Figura 2-6(a) permiten la conexión en paralelo de los convertidores 2 y 3 de la figura 2-7, aumentando de esta forma la potencia pico del sistema y su confiabilidad. Si uno de los dos convertidores conectados en paralelo falla, el sistema continuará funcionando, aunque disminuya la máxima potencia de pico a su salida.

2.3.5. Control maestro digital

El bloque del control maestro digital de la Figura 2-7 envía las consignas de corriente a los lazos de control analógicos de cada convertidor para regular las diferentes tensiones del sistema. Los objetivos del control maestro incluyen la limitación de la pendiente en la corriente de la FC, la protección de la FC y un rango de protección de tensión para el

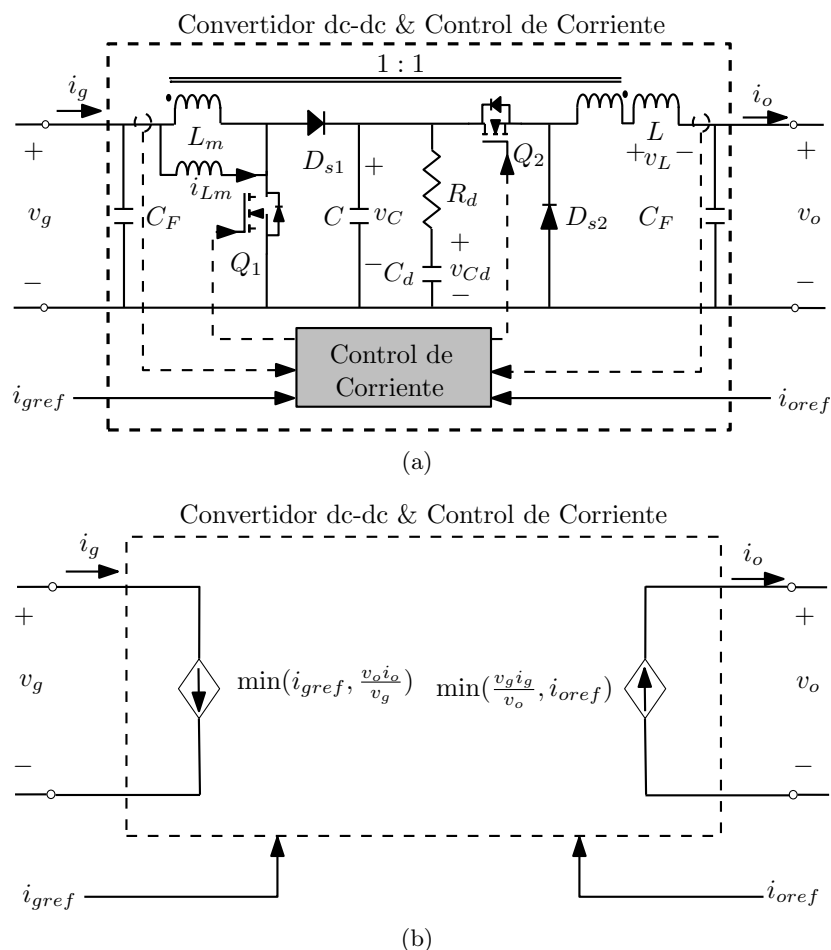


Figura 2-6: Convertidor modular buck-boost propuesto y su respectivo control de corriente: (a) Modelo para estudiar simulaciones de corta duración y (b) diagrama de bloques para estudiar simulaciones de larga duración.

ASD, la regulación en 48 V de la tensión de salida v_o , la limitación de la corriente máxima de cada convertidor y el arranque y la parada seguros del sistema. El control maestro ha sido implementado con el Controlador de Señal Digital (Digital Signal Controller, DSC) Texas Instruments TMS320F28335, el cual se muestra en la Figura 2-8 como un bloque junto a etapas de sensado de tensión y Conversores Digitales-Analógicos (Digital to Analog Converters, DACs). Diagramas de bloques detallados de los lazos de control requeridos para regular y proteger la FC, el ASD y las tensiones de la topología híbrida se muestran en la Figura 2-9. Las correspondientes especificaciones del control maestro y los parámetros análogos se muestran en las Tablas 2.1 y 2.2 respectivamente. Las expresiones de diseño

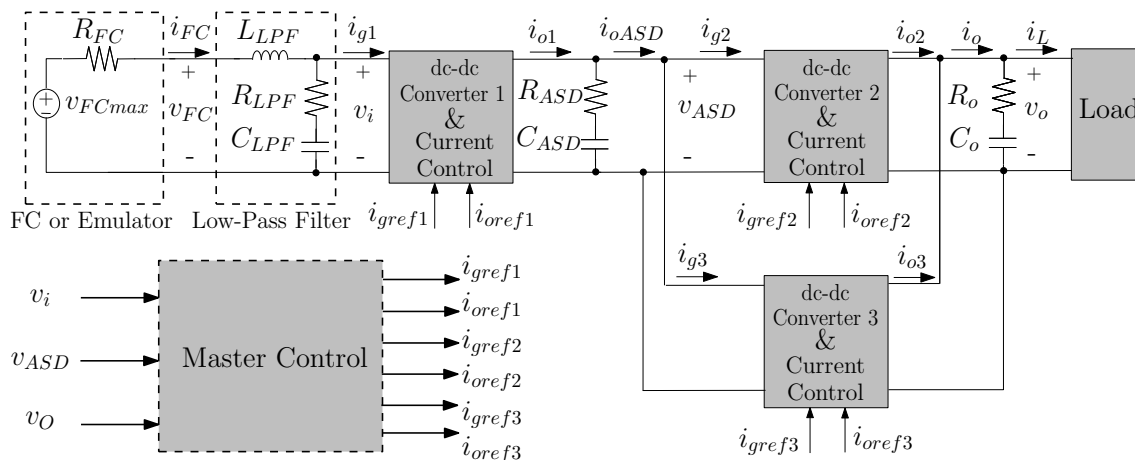


Figura 2-7: Circuito de la topología FC híbrida serie. Los elementos del sistema son la FC o el emulador, un filtro de paso bajo de segundo orden, los convertidores modulares 1, 2 y 3, los capacitores C_{ASD} y C_o y la carga. El control maestro regula las tensiones de entrada/salida de cada convertidor a través de valores de corriente de referencia.

de la Tabla 2.2 son una primera aproximación para determinar los parámetros de los lazos de control del sistema FC. Algunos de estos parámetros han sido refinados a través de un análisis en frecuencia empleando la herramienta de MATLAB SISO tool. Los parámetros sin expresión simplificada de diseño de la Tabla 2.2 han sido determinados a partir de simulaciones y análisis de estabilidad en SISO tool.

La transformación bilinear permite la conversión de los controladores analógicos PI de la Figura 2-9 en controladores digitales para ser implementados en la DSC. La función de transferencia general en el dominio z $G_C(z)$ para todos los controladores PI con periodo T_s viene dada por

$$G_C(z) = \frac{y(z)}{e(z)} = G_C(s) \Big|_{s=\frac{2(1-z^{-1})}{T_s(1+z^{-1})}} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (2.7)$$

donde la relación de recurrencia del controlador PI en la zona lineal se expresa como

$$y_n = y_{n-1} + b_0 e_n + b_1 e_{n-1} \quad (2.8)$$

El efecto integral windup de los controladores PI, que ocurre cuando se satura el término integral al superar los límites del actuador, se puede evitar al limitarse sus salidas $y_{n,limitada}$

en el intervalo Y_{min} e Y_{max} , es decir:

$$y_{n,limitado} = \begin{cases} y_n & Y_{min} \leq y_n \leq Y_{max} \\ Y_{min} & y_n < Y_{min} \\ Y_{max} & y_n > Y_{max} \end{cases} \quad (2.9)$$

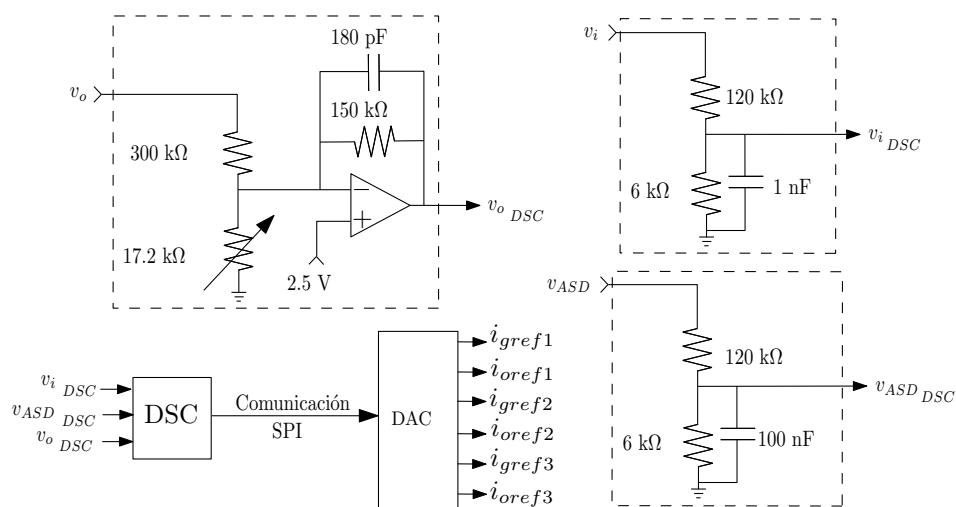


Figura 2-8: Diagrama circuital del control maestro.

Todos los polos adicionales se han implementado analógicamente con la finalidad de reducir costos y retardos en el control digital. Estos polos, que actúan como filtros paso bajo antialiasing, son necesarios debido a que las frecuencias de conmutación en los convertidores no se encuentran sincronizadas con la frecuencia de muestreo. Adicionalmente, como consecuencia de no estar sincronizadas las frecuencias de conmutación de los convertidores entre sí, se produce un batido de baja frecuencia en el lazo que regula v_o de la Figura 2-9 (d), el cual es una adición lineal de dos componentes con frecuencias cercanas y puede evitarse mediante la operación en interleaving de los convertidores modulares 2 y 3. Debido a que este batido es despreciable, no se considera el desfase de 180° del ciclo de trabajo del convertidor 2 con respecto al convertidor 3.

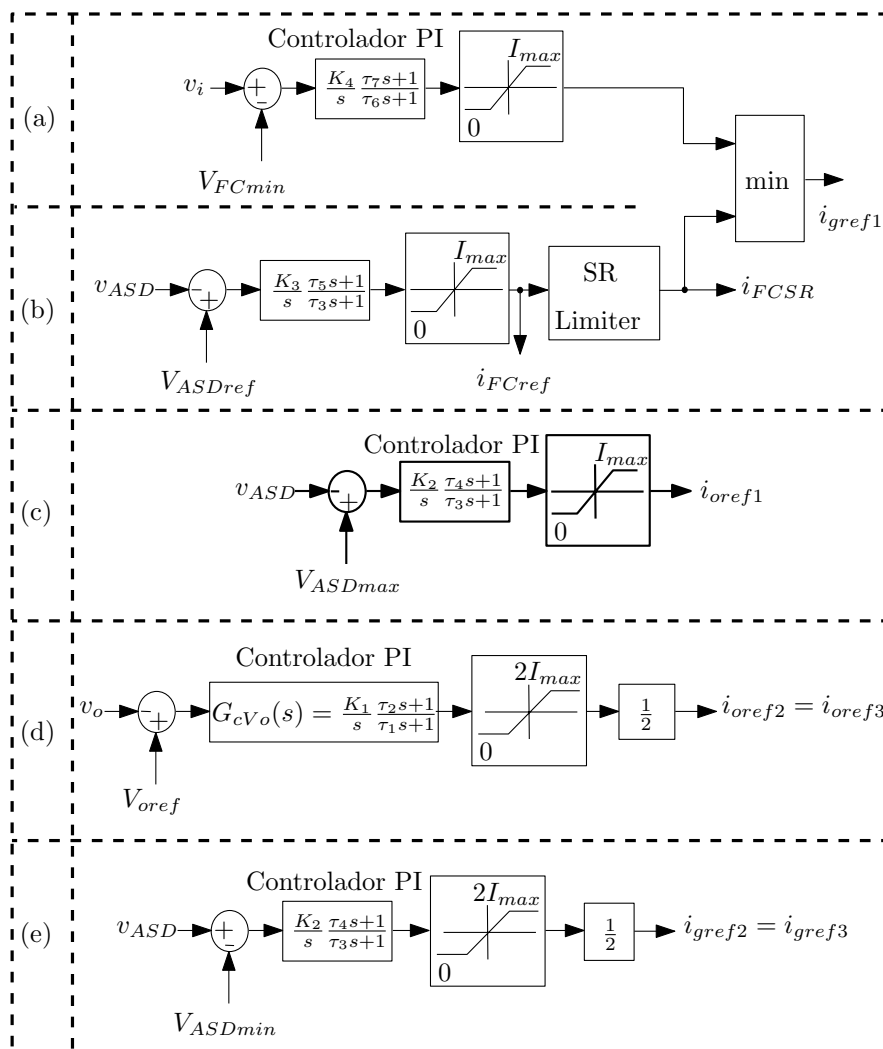


Figura 2-9: Diagramas de bloques de los lazos de control y protección del sistema híbrido FC serie: La tensión mínima de la FC V_{FCmin} y la tensión de referencia del ASD V_{ASDr} en (a) y (b) se encuentran limitada y regulada respectivamente a través de i_{gref1} . (c) Lazo de protección de la tensión máxima del ASD. (d) Lazo que regula la tensión de salida v_o . (e) Lazo de protección de la tensión mínima del ASD.

2.4. Simulación y resultados experimentales

Una vez han sido diseñados los parámetros del sistema FC y los controladores han sido implementados, es necesario realizar específicos experimentos para verificar el correcto funcionamiento del sistema completo. Estos experimentos son arranque y parada del sistema FC, su operación ante transitorios de carga y la protección del sistema, los cuales se muestran

Tabla 2.2: Parámetros de los lazos del control maestro de la topología híbrida serie.

Parámetro	Fórmula de Diseño	Valor	Unidades
K_1	$C_o\omega_o$	34.9	A/(V·s)
K_2	-	11.0	A/(V·s)
K_3	$C_{ASD}\omega_{ASD}$	5.00	A/(V·s)
K_4	-	4.00	A/(V·s)
ω_{SR}	-	157	rad/s
τ_1	C_oR_o	27.7	μ s
τ_2	$10/\omega_o$	672	μ s
τ_3	$C_{ASD}R_{ASD}$	600	μ s
τ_4	-	100	ms
τ_5	$10/\omega_{ASD}$	1.20	s
τ_6	-	22	ns
τ_7	-	159	ms

en las subsecciones 2.4.1, 2.4.2 and 2.4.3 respectivamente. Finalmente, en la subsección 2.4.4 se muestra experimentos de la topología híbrida serie conectada a la Nexa PEMFC de Ballard, en lugar de emplear el emulador de la FC o el circuito equivalente de Thévenin [55] empleado en las tres primeras subsecciones.

2.4.1. Arranque y parada del sistema FC híbrido

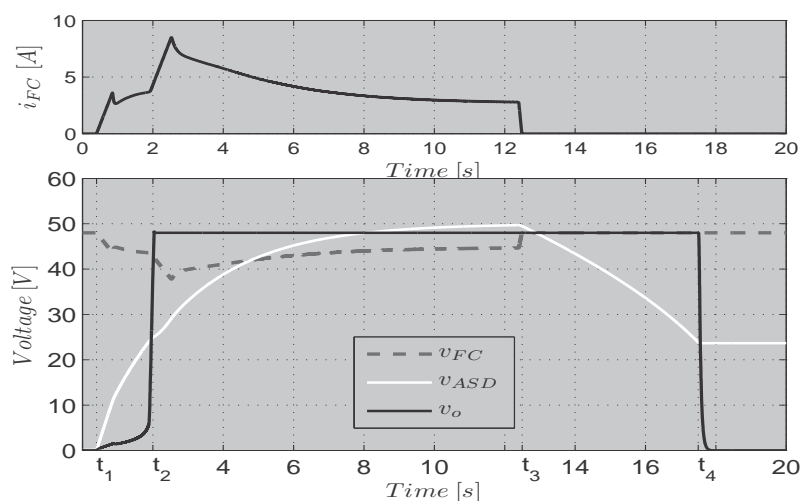
El primer experimento prueba el arranque y parada del sistema FC en comparación con la simulación presentada en la Figura 2-10(a). El modelo simplificado del convertidor modular buck-boost de la Figura 2-6(b) se ha utilizado in la simulación. En este experimento se ha empleado el emulador de la FC en lugar de la FC real. La Figura 2-10(a) muestra cómo inicialmente el capacitor se encuentra descargado hasta t_1 , donde la FC arranca y el capacitor comienza a cargarse. La figura muestra cómo la corriente de la FC tiene una adecuada pendiente SR_{FCu} y la tensión de salida v_o no se encuentra aún regulada debido a que el capacitor no ha alcanzado su mínima tensión V_{ASDmin} de 25 V. Los lazos de control activos durante este intervalo corresponden a los presentados en la Figura 2-9(b) y (e). En el instante t_2 , el condensador alcanza V_{ASDmin} , v_o se regula en $V_{oref} = 48$ V a través del lazo de control de la Figura 2-9(d), y la pendiente de la corriente de la FC continúa siendo limitada. Entre t_2 y t_3 el capacitor continúa cargándose hasta que alcance su valor de referencia V_{ASDref} de 50 V debido a que el lazo de control presentado en la Figura 2-9(b)se encuentra

activo. Después de la correspondiente señal de apagado aplicada en t_3 , la FC se apaga con una correcta pendiente SR_{FCd} , mientras que la tensión de salida v_o continúa siendo regulada hasta que la tensión del capacitor decrece a V_{ASDmin} , lo cual ocurre en t_4 . Finalmente, el control maestro intenta regular el valor mínimo del capacitor desde t_4 en adelante. El correspondiente resultado experimental mostrado en la Figura 2-10(b) concuerda satisfactoriamente con la simulación. Tanto el resultado experimental como de simulación muestran que las pendientes SR_{FCu} y SR_{FCd} se encuentran limitadas correctamente, la tensión del capacitor de salida bien regulada, y efecto integral windup se controla correctamente, tal como se observa en el instante t_2 . Durante el experimento de arranque y parada del sistema FC, y en los restantes, no son activados por el control maestro los lazos de protección de V_{FCmin} y V_{ASDmax} de la Figura 2-9(a) y (c). Pese a no ser incluidos en este capítulo, el correcto funcionamiento de estos lazos de protección también ha sido probado previamente.

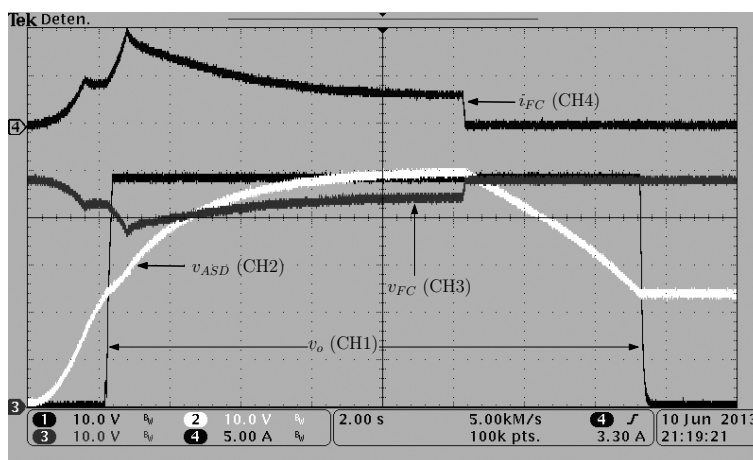
2.4.2. Sistema híbrido FC ante transitorios de carga

Este experimento se lleva a cabo para verificar la especificación de impedancia de salida de la ECSS, de la expresión (2.3) al aplicar cambios de carga resistiva entre 22.6Ω y 7.2Ω , con una frecuencia de 7.2Ω y un ciclo de trabajo del 50% como se muestra en la Figura 2-11(a). Durante el experimento, los lazos del control maestro de la Figura 2-9(b) y (d) regulan satisfactoriamente la tensión del capacitor V_{ASD} y de bus dc v_o en 50 V y 48 V respectivamente. En la simulación se utiliza el modelo conmutado del convertidor buck-boost de la Figura 2-6(a) en conjunto con el emulador de la PEMFC, en lugar de una pila de combustible real. Los resultados experimentales que se presentan en la Figura 2-11(b) se encuentran en concordancia con la simulación. La impedancia del bus ha sido diseñada a partir de la ecuación 2.3 para que sea menor o igual a $30\text{m}\Omega$. Esta especificación se cumple claramente en la Figura 2-11(b) al observar que a partir de una variación de corriente Δi_o de 5 A, se obtiene un transitorio en la tensión de salida de Δv_o of 150 mV. Adicionalmente, la tensión del ASD presenta un rizado máximo de 40 mV, debido a la ESR del capacitor. Finalmente, se observa en la Figura 2-11(b) que el rizado de la corriente de la FC es muy pequeño.

El siguiente experimento prueba el sistema híbrido FC ante variaciones de gran señal



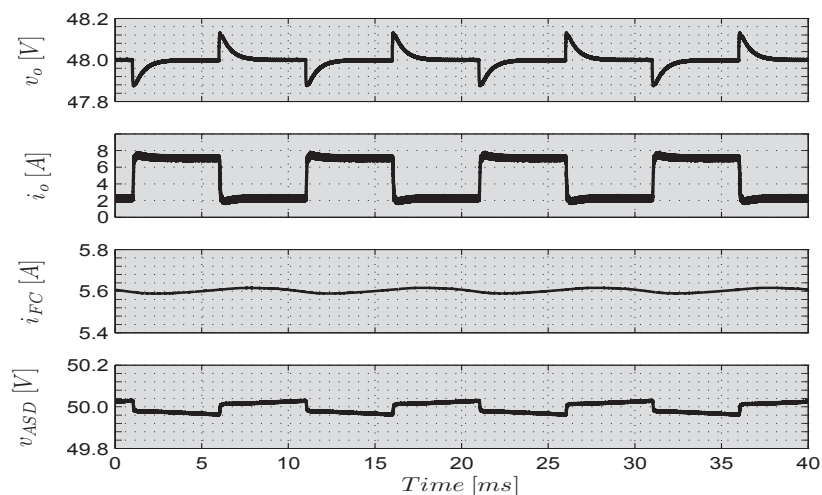
(a)



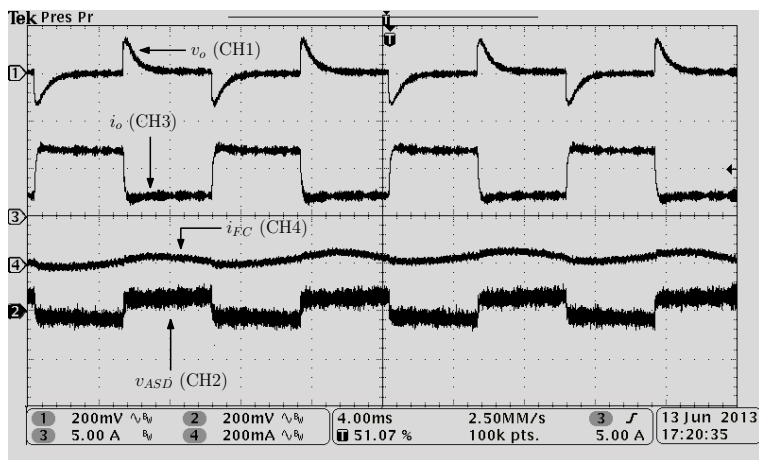
(b)

Figura 2-10: Arranque y parada con una carga resistiva constante de 22.6Ω . (a) Simulación realizada en PSIM. (b) Medidas experimentales. CH1: Tensión del bus dc v_o (10 V/div), CH2: Tensión del ASD v_{ASD} (10 V/div), CH3: Tensión de la FC v_{FC} (10 V/div), CH4: Corriente de la FC i_{FC} (5 A/div), con una base de tiempo de 2 s.

en la carga, lo cual produce una carga y descarga periódica del ASD. En la Figura 2-12 se muestra una variación de carga comprendida entre 22.6Ω y 2.4Ω , con una frecuencia de 0.5 Hz y ciclo de trabajo del 10%. Se utiliza el modelo simplificado del convertidor buck-boost de la figura 2-6(b). La potencia máxima de la FC es 512 W, la cual se obtiene al multiplicar los parámetros V_{FCmin} e I_{max} de la Tabla 2.1. Sin embargo, las variaciones de gran señal en la carga requieren una potencia pico de 850 W, lo cual produce una carga y



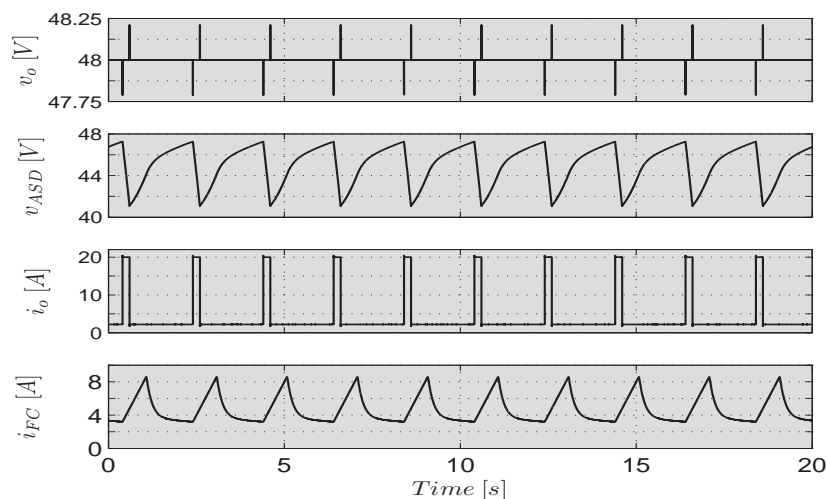
(a)



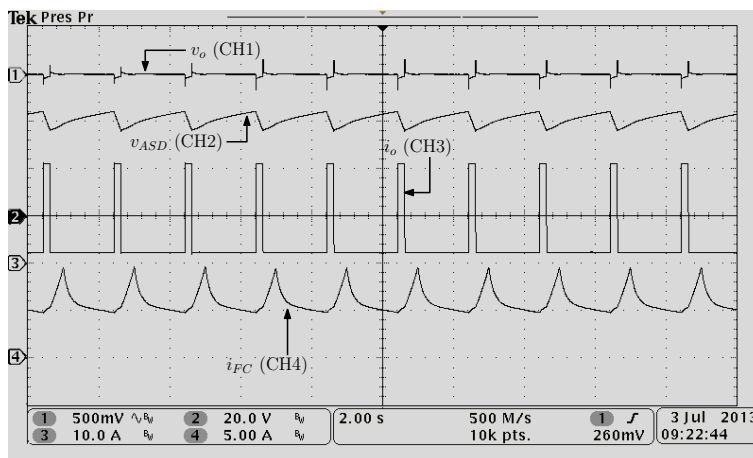
(b)

Figura 2-11: Sistema FC bajo un perfil de carga pulsante, con $I_{FC} = 5.57 \text{ A}$, $V_{ASD} = 50 \text{ V}$ y $V_o = 48 \text{ V}$ de valores medios: (a) Simulación realizada en PSIM. (b) Medidas experimentales. CH1: Tensión del bus de v_o (200 mV/div, Acoplo AC), CH2: Tensión del ASD v_{ASD} (200 mV/div, Acoplo AC), CH3: Corriente de salida i_o (5 A/div), CH4: Corriente de la FC i_{FC} (200 mA/div, Acoplo AC), con una base de tiempo de 4 ms.

descarga del ASD. La Figura 2-12 muestra que la tensión del bus dc y la corriente de la FC se encuentran bien regulada y limitada en SR durante este experimento exigente. La figura también muestra una buena concordancia entre los resultados experimentales y de simulación.



(a)

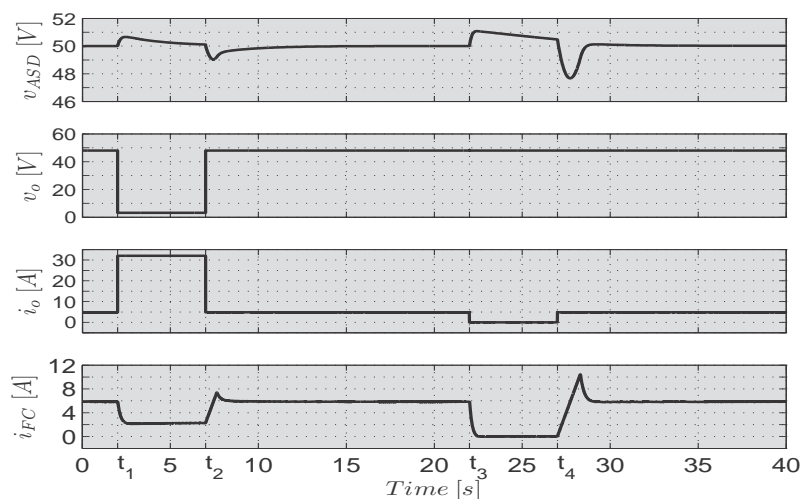


(b)

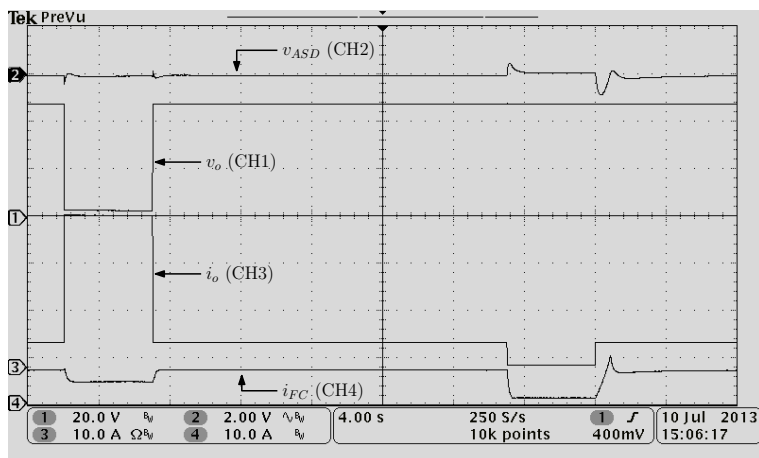
Figura 2-12: Variaciones de carga de gran señal comprendidas entre $22.6\ \Omega$ y $2.4\ \Omega$, con una frecuencia de 0.5 Hz y ciclo de trabajo del 10 %, produciendo una carga y descarga periódica del ASD. (a) Simulación realizada en PSIM. (b) Medidas experimentales. CH1: Tensión del bus dc v_o (500 mV/div, Acoplo AC), CH2: Tensión del ASD v_{ASD} (20 V/div), CH3: Corriente de salida i_o (10 A/div), CH4: Corriente de la FC i_{FC} (5 A/div), con una base de tiempo de 2 s.

2.4.3. Protección del sistema FC

En el primer experimento de esta subsección se emplea una carga resistiva nominal de $50\ m\Omega$ conectada en serie con un MOSFET de canal N en estado ON, con la finalidad de emular un cortocircuito real y removible. El mismo circuito equivalente de este cortocircuito



(a)



(b)

Figura 2-13: Cortocircuito controlado y circuito abierto en el bus dc con una duración de 5 s en cada evento. (a) Simulación realizada en PSIM. (b) Medidas experimentales. CH1: Tensión del bus dc v_o (20 V/div), CH2: Tensión del ASD v_{ASD} (2 V/div, Acoplo AC), CH3: Corriente de salida i_o (10 A/div), CH4: Corriente de la FC i_{FC} (10 A/div), con una base de tiempo de 4s.

se emplea en la correspondiente simulación de la Figura 2-13(a). Adicionalmente a este cortocircuito controlado, se muestra la respuesta obtenida con una carga de circuito abierto. La simulación ha sido realizada empleando el modelo simplificado del convertidor buck-boost de la Figura 2-6(b), con la finalidad de evitar emplear un pequeño paso de tiempo de simulación. La Figura 2-13(a) muestra cómo inicialmente las tensiones v_o y v_{ASD} se

encuentran reguladas en V_{oref} y V_{ASDref} respectivamente. En el intervalo t_1 y t_2 se conecta una resistencia muy baja y la corriente de salida i_o se limita correctamente en un valor máximo de 32 A, debido por la conexión en paralelo de los convertidores 2 y 3, donde la corriente máxima de cada uno de ellos es de 16 A. Durante el tiempo comprendido en el intervalo (t_3, t_4) , se desconectan todas las cargas del bus dc y la corriente de salida i_o es igual a cero. Durante ambas situaciones de cortocircuito y de circuito abierto la SR de corriente de la FC se encuentra limitada correctamente en sus valores de SR_{FCu} y SR_{FCd} .

En los correspondientes resultados experimentales mostrados en la Figura 2-13(b), una vez el MOSFET de canal N es activado, se obtiene una corriente máxima de 32.14 A, con una tensión mínima de 2.76 V, que corresponde a una carga aplicada medida de 85.9 mΩ. Esta carga aplicada es el resultado de la suma de la resistencia de ON del MOSFET en serie con el resistor de 50 mΩ. A pesar de la exigencia de los experimentos, el máximo sobrepaso de la tensión del ASD es menor a 2.9 V. Dicho sobrepaso se causa principalmente por la limitación existente en la pendiente de la corriente de la FC, el cual se puede ver en la parte inferior derecha (CH4) de la Figura 2-13(b). El sistema FC recupera su operación inicial gradualmente después de ser removida la carga resistiva muy baja y el circuito abierto en los instantes t_2 y t_4 respectivamente.

El propósito principal de la simulación realizada en la Figura 2-14(a) es mostrar el correcto funcionamiento del lazo de V_{ASDmin} ante una sobrecarga. En el instante t_1 la carga cambia de 22.6 Ω a 4.0 Ω, mientras que en t_2 se regresa a su valor inicial la carga. Se emplea en esta simulación el modelo simplificado del convertidor buck-boost modular de la 2-6(b). El sistema recupera su punto de operación una vez ha sido removida la sobrecarga en t_2 . Nuevamente, estos resultados se encuentran en excelente concordancia con los resultados experimentales presentados en las Figuras 2-14(b). Las gráficas experimentales han sido separadas en dos gráficas de osciloscopio debido a la limitación existente en el número de canales del osciloscopio. En ambas gráficas ha sido incluida la señal V_{ASD} con la finalidad de mostrar que todas las señales corresponden al mismo experimento. En todos los experimentos de esta subsección se ha utilizado el emulador de la FC.

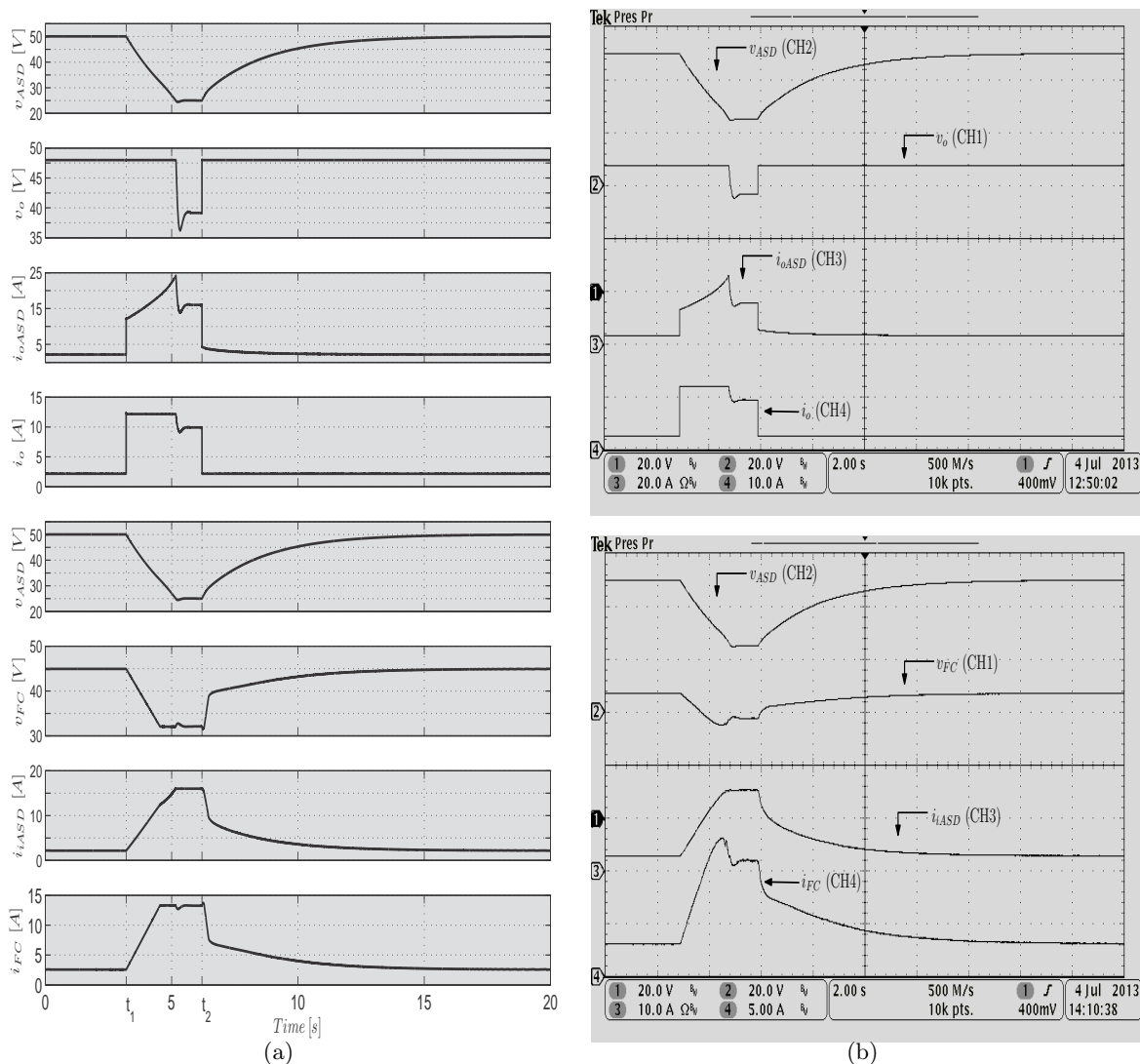
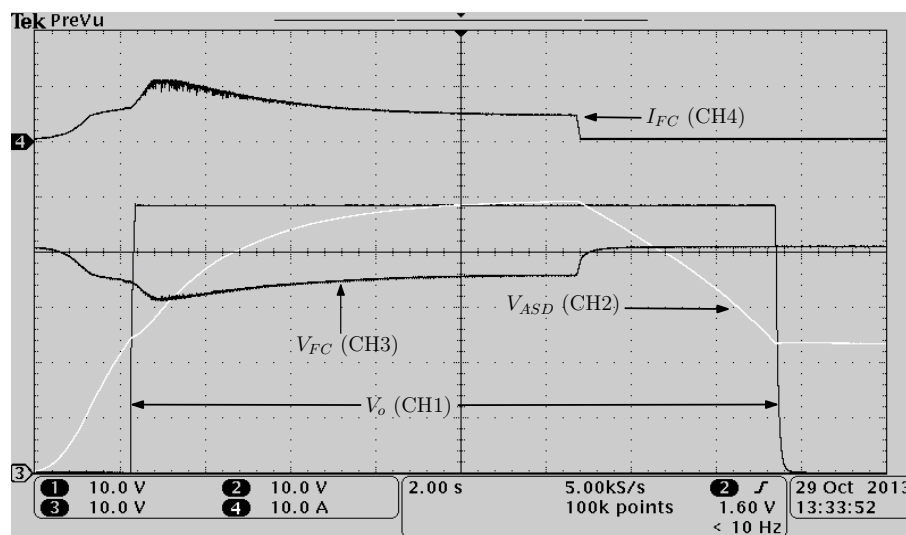


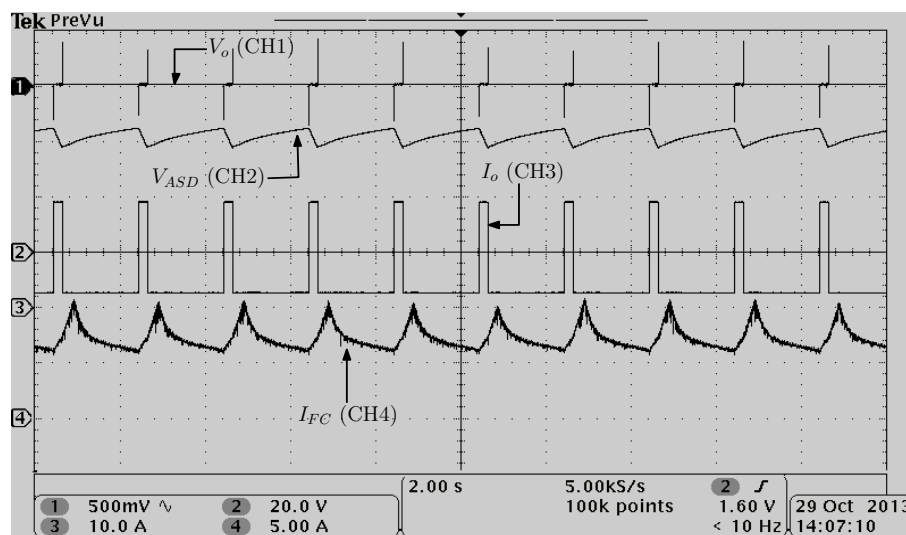
Figura 2-14: Variables principales durante la sobrecarga. (a) Simulación realizada en PSIM. (b) Medidas experimentales. Tensión del bus dc v_o (20 V/div), tensión de la FC v_{FC} (20 V/div), tensión del ASD v_{ASD} (20 V/div), corriente de salida del ASD i_{oASD} (20 A/div), corriente de entrada del ASD i_{iASD} (10 A/div), corriente de salida i_o (10 A/div), corriente de la FC i_{FC} (5 A/div), con una base de tiempo de 2 s.

2.4.4. Sistema FC utilizando la PEMFC Nexa de Ballard

Una vez fue probado el sistema FC híbrido serie y los lazos de control y protección de la Figura 2-9, el emulador de pila de combustible de la Figura 2-7 se reemplaza por una pila de combustible Nexa real. La PEMFC Nexa es un sistema completamente integrado que produce



(a)



(b)

Figura 2-15: Sistema FC empleando la PEMFC Nexa en lugar de emplear el emulador de pila de combustible. (a) Arranque y parada del sistema FC con una carga constante resistiva de 22.6Ω . CH1: Tensión del bus dc v_o (10 V/div), CH2: Tensión del ASD v_{ASD} (10 V/div), CH3: Tensión de la FC v_{FC} (10 V/div), CH4: Corriente de la FC i_{FC} (5 A/div). (b) Variación de gran señal en la carga entre 22.6Ω y 2.6Ω , con una frecuencia de 0.5 Hz y ciclo de trabajo del 10% que produce una carga y descarga periódica del ASD. CH1: Tensión del bus dc v_o (500 mV/div, Acoplo AC), CH2: Tensión del ASD v_{ASD} (20 V/div), CH3: Corriente de salida i_o (10 A/div), CH4: Corriente de la FC i_{FC} (5 A/div), con igual base de tiempo de 2 s.

una potencia no regulada de hasta 1200 W a partir de un suministro de hidrógeno y aire. Las especificaciones del sistema FC de la Tabla 2.1 se encuentran dentro del rango de tensiones y potencias que puede suministrar la pila de combustible Nexa. En esta subsección se muestran únicamente los casos en los cuales claramente son apreciables las diferencias entre el emulador y la FC real. Pese a las diferencias, los resultados experimentales de la Figuras 2-15(a) y 2-15(b) son similares al arranque, parada y variaciones de gran señal presentados previamente en las Figuras 2-10(b) y 2-12(b) respectivamente. Estos resultados validan el emulador de FC utilizado como un modelo simplificado y aceptable de pila de combustible. Las diferencias existentes entre las corrientes del emulador y la FC real se deben principalmente al ruido introducido por los sistemas auxiliares de la FC Nexa, principalmente el compresor de aire y el motor de enfriamiento [56], los cuales no han sido tenidos en cuenta en las simulaciones realizadas.

2.5. Conclusiones

En este capítulo se ha diseñado una topología FC serie y su correspondiente control maestro digital, se ha simulado y validado experimentalmente en un bus dc de 48 V, 1500 W. Tres convertidores buck-boost modulares controlados en corriente de 800 W se han utilizado en esta topología para regular las diferentes tensiones y corrientes. Las consignas de corrientes de entrada y de salida de los módulos son proporcionadas por el control maestro digital implementado en un DSC. Cinco diferentes lazos de control permiten que el sistema se comporte con las características deseadas, siendo las mas relevantes la limitación en la pendiente de la corriente de la PEMFC, la regulación de las tensiones del ASD y del bus dc y la protección ante sobrecarga o cortocircuito. Todas estas características han sido probadas mediante simulaciones y experimentos empleando el emulador y una PEMFC comercial. En todas las pruebas hubo una buena concordancia entre la simulación y los resultados experimentales: arranque y parada, transitorios periódicos de carga de alta y baja frecuencia, circuito abierto, cortocircuito y transitorios de sobrecarga.

Otra contribución es el diagrama de bloques simplificado del convertidor, el cual permite simulaciones de baja frecuencia con paso de integración y tiempo computacional razonables,

lo cual no sería posible de obtener con el modelo conmutado del convertidor no inversor buck-boost. Las propiedades modulares de este convertidor lo hacen un buen candidato para analizar y validar otros sistemas de generación distribuida en futuros estudios.

Capítulo 3

Gestión de la energía en un sistema híbrido FC serie-paralelo

3.1. Resumen

En este capítulo se presenta una topología SPH conformada por una FC, un ASD y convertidores dc-dc controlados por corriente responsables de la gestión de la energía, la cual se realiza a través del DSC TMS32F28335. El objetivo principal de la gestión de la energía consiste en transferir energía de las fuentes (FC o ASD) hacia la carga, mientras se asegura la regulación de la tensión del bus dc y una alta eficiencia. Adicionalmente se debe conseguir una operación segura y confiable del sistema FC. Las propiedades del convertidor seleccionado enunciadas en el capítulo anterior, le permiten ser ubicado en cualquier posición del sistema, simplificándose de esta forma el diseño del control maestro. Resultados experimentales y de simulación se validan en un bus dc de 48 V, 1200 W.

3.2. Introducción

Como se ha mencionado en el Capítulo 2, una PEMFC es un dispositivo que convierte la energía química en energía eléctrica, con varias ventajas tales como cero emisiones contaminantes, capacidad de una alta corriente de salida, alta densidad de energía y temperaturas bajas de funcionamiento. Adicionalmente, esto permite un rápido arranque, alta eficiencia y bajo peso y volumen, comparado con otros tipos de FC [39, 57, 58]. Sin embargo, la relativa corta vida útil de las FCs representa una barrera significativa para su comercialización tanto en aplicaciones móviles como estacionarias [34, 35, 59–64]. Por lo tanto, una significativa parte de la investigación en FCs se enfoca en prolongar su vida útil.

La PEMFC es un sistema complejo que requiere de un sistema de acondicionamiento de potencia para asegurar su segura, confiable y eficiente operación ante diferentes condiciones. Las características de salida de una PEMFC se encuentran limitadas principalmente por los dispositivos mecánicos que posee. Estos dispositivos son el compresor o un ventilador que mantienen el flujo de aire hacia el cátodo, una válvula ajustable que regula el flujo del hidrógeno dentro del ánodo, un ventilador de refrigeración que regula la temperatura y un intercambiador de humedad que regula la humedad del aire en la celda. Todos estos elementos se muestran en la Figura 3-1. Como el hidrógeno usualmente se almacena en un tanque presurizado y se suministra a través de una válvula mecánica, el flujo de aire se considera como el proceso principal que limita la dinámica de la PEMFC [40, 41]. Como consecuencia de esta limitación, un transitorio de carga podría causar una gran caída de corta duración, lo cual es síntoma del fenómeno no deseado conocido como agotamiento del oxígeno [65–68]. Esta condición de operación es peligrosa para la FC debido a que aumenta las pérdidas del catalizador [67, 69–71], empeorando el desempeño y disminuyendo la vida útil de la FC, y por esta razón una FC se considera un equipo de respuesta dinámica lenta con respecto a los transitorios requeridos en la carga [36].

En la literatura se proponen diferentes enfoques para prevenir el problema del agotamiento del oxígeno, sin embargo, solamente la eficacia de dos de estos ha sido demostrada experimentalmente. El primer enfoque se centra en el control del flujo de aire a través de un control preventivo [40–43]. La principal dificultad de esta metodología consiste en que la

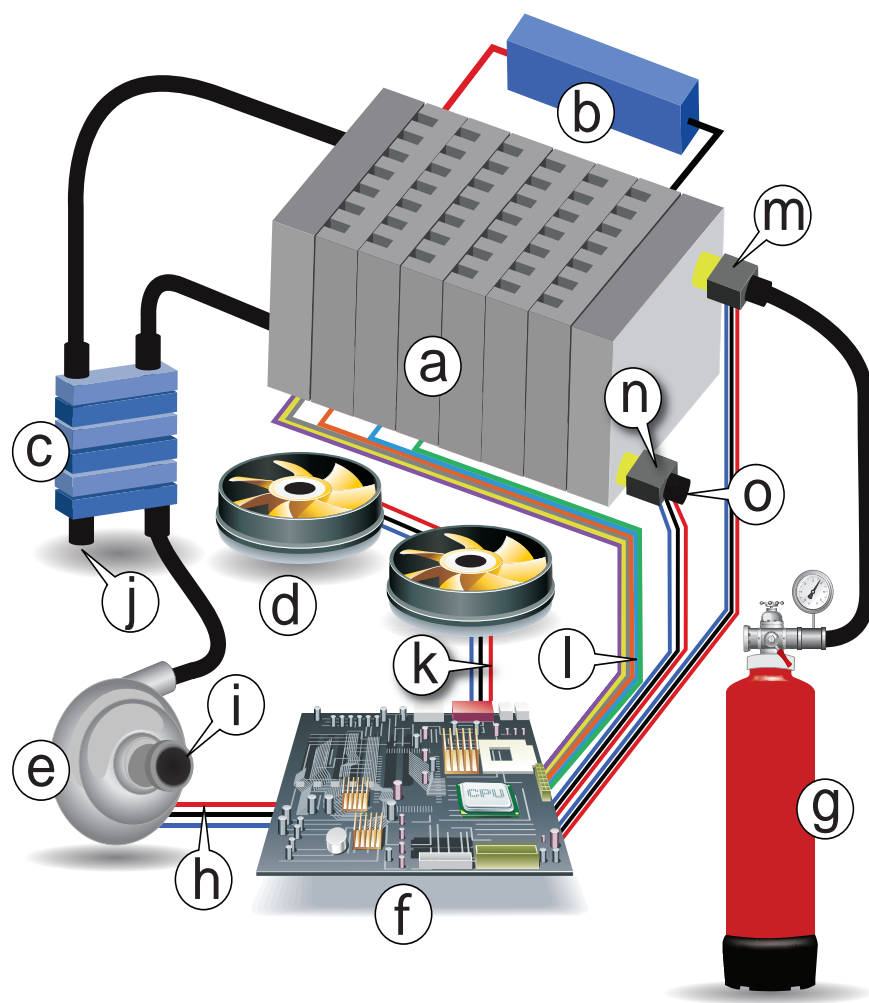


Figura 3-1: Principales subsistemas de una PEMFC: (a) Unidad FC, (b) carga, (c) humidificador, (d) sistema de ventilación, (e) bomba de aire, (f) controlador de la FC, (g) tanque de hidrógeno, (h) control de la bomba de aire, (i) aire de entrada, (j) aire de escape, (k) control de ventilación, (l) variables del proceso monitorizadas, (m) válvula del hidrógeno de entrada, (n) control de válvula de purga de hidrógeno, (o) purga de hidrógeno.

dinámica del compresor de aire es menor que las variaciones de corriente en la carga. Por lo tanto, es imposible evitar los picos en la relación de exceso de oxígeno después de ser aplicado un transitorio de carga [41], lo cual puede conducir a la aparición del fenómeno no deseado del agotamiento del oxígeno en la FC. El segundo enfoque consiste en hibridizar la FC mediante el empleo de unidades de almacenamiento (baterías o ultracapacitores) u otras fuentes de potencia para respaldar la operación de la FC. Esto asegura una respuesta

rápida ante cualquier transitorio de carga. En el caso de sistemas de propulsión automotrices híbridos, el sistema FC puede almacenar grandes cantidades de energía debido a su alta densidad de potencia, el cual suministra la potencia base en la conducción a velocidad constante durante horas, mientras que los capacitores o baterías pueden suministrar o almacenar grandes cantidades de potencia en microsegundos o segundos. Esto permite suministrar una potencia pico adicional, durante la operación de gran carga y recuperar su energía de frenado regenerativo, tal como se muestra en la Figura 3-2 [72]. Adicionalmente, estos sistemas híbridos pueden limitar la pendiente de la corriente o potencia de la FC a través de convertidores dc-dc controlados en corriente y de esta manera evitar el fenómeno del agotamiento del oxígeno [73] y el sistema puede funcionar con una mayor eficiencia y operación extendida, con respecto a un sistema FC puro o un sistema de batería/supercapacitor [74–79]. Por esta razón, no hay necesidad de modificar los lazos internos de la FC. Únicamente se requiere del conocimiento de los límites máximos y mínimos de su SR.

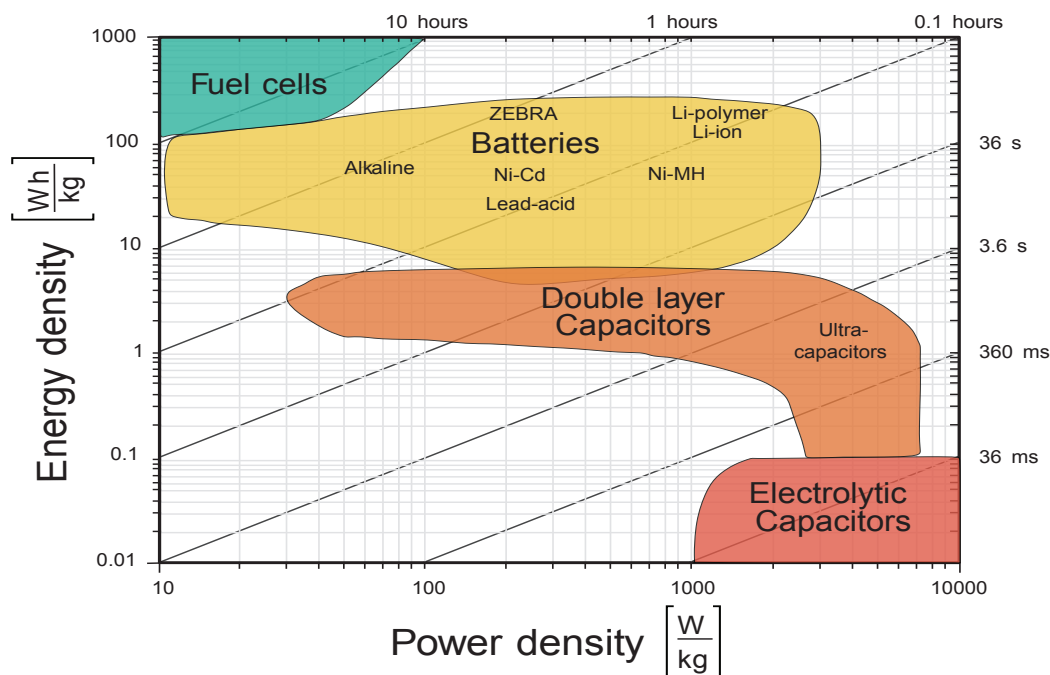


Figura 3-2: Gráfica de Ragone que describe las tecnologías de almacenamiento de energía en términos de la densidad de energía y de potencia. Las líneas diagonales indican el tiempo relativo para obtener la carga dentro o fuera del dispositivo.

En los últimos años, se han propuesto varias configuraciones de sistemas híbridos de con-

versión de energía dc relacionados con FCs y ASDs en aplicaciones estacionarias y móviles. En [26] se presenta un análisis de eficiencia de las topologías SH y PH. Una novedosa topología serie-paralelo se propone en este capítulo y se reproduce en la Figura 3-3. Esta nueva topología exhibe una eficiencia mayor que la topología serie y paralelo con un modo de operación no regenerativo, independientemente del perfil de carga aplicado, debido a que una parte de la potencia pasa a través de un solo convertidor, en lugar de todos los convertidores del sistema FC. Esta ventaja es muy importante en aplicaciones con perfiles inciertos de carga, sin embargo esta topología ha presentado mayores dificultades en su implementación práctica para lograr obtener un alto rendimiento con un diseño simple de su control hasta ahora. Sus principales desafíos se describen a continuación.

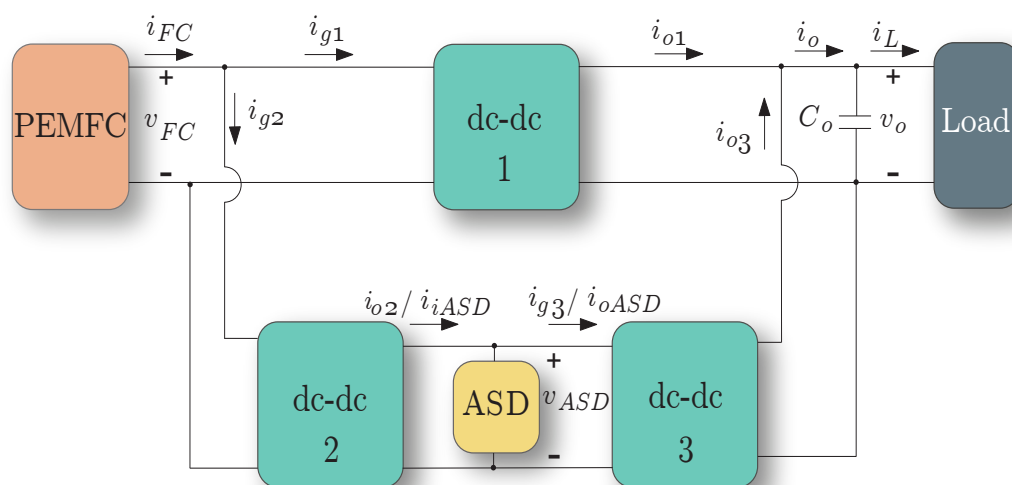


Figura 3-3: Topología FC serie-paralelo.

La topología que se presenta en la Figura 3-3 se ha diseñado para operar principalmente en cinco estados diferentes. En estado estacionario, la FC transmite continuamente energía a la carga a través del convertidor 1, mientras que los convertidores restantes no se encuentran operando tal como se muestra en la Figura 3-4. Desde el estado estable, cuando aparece un incremento en la carga, el sistema FC cambia al estado de descarga del ASD. En este caso 1 controla su corriente de entrada con una limitación en su pendiente para evitar el fenómeno del agotamiento del oxígeno, mientras que el ASD suministra la corriente adicional a la carga a través del convertidor 3. En este estado la tensión del bus dc se regula a través de un lazo anidado en cascada de su corriente de salida i_{o3} tal como se muestra en la Figura 3-4. El

sistema se mantiene en este estado hasta que la FC alcanza el nuevo valor de la corriente de la carga, para luego cambiar de este modo al estado estacionario. Si la carga disminuye, el sistema va hacia el estado de descarga del ASD. El convertidor 1 regula la tensión del bus dc mientras el convertidor 2 controla su corriente de entrada para cargar el ASD con el exceso de energía proveniente de la FC. Los tres estados anteriores corresponden a una operación normal del sistema FC, en los cuales el estado de carga (State of Charge, SOC) del ASD permanece constante, pero existen otros dos estados de protección adicionales, que corresponden los SOC's máximo y mínimo del ASD. Estos estados ocurren cuando la carga decremента o incrementa demasiado de tal forma que el ASD alcanza su valores de SOC máximo o mínimo. El convertidor 2 debe cambiar su objetivo de controlar i_{g2} a i_{o2} durante el estado de carga del ASD, o el convertidor 3 controla i_{o3} en lugar de i_{g3} , durante el estado de descarga del ASD, respectivamente. La tensión v_{ASD} se encuentra limitada por estas corrientes. Después de un largo tiempo de encontrarse el sistema en el estado de descarga del ASD, con una potencia de consumo en la carga mayor que la FC puede generar, el sistema cambia al estado de mínimo SOC del ASD. Es prioritario en en este estado evitar una descargar profunda del ASD que pueda disminuir su vida útil. Por esta razón la tensión de salida v_o no se encuentra regulada en este estado, tal como se puede ver en la Figura 3-4. Durante el estado de mínimo SOC del ASD, el convertidor 3 cambia su objetivo de controlar la corriente de salida a controlar su corriente de entrada con un valor de corriente de entrada de referencia i_{gref3} igual a cero amperios. Por otro lado, el convertidor 2 se mantiene apagado para asegurar una máxima transferencia de potencia desde la FC hacia la carga. Una vez la potencia de generación de la pila de combustible es mayor que el consumo en la carga, el sistema cambia al estado de carga del ASD tal como se muestra en la Figura 3-4. Es importante notar que el estado de mínimo SOC del ASD no es un estado normal de operación del sistema, pero es uno de protección. El ASD seleccionado en esta tesis es un condensador electrolítico. Por esta razón, los SOC's máximo y mínimo pueden ser limitados apropiadamente a través de su voltajes máximo y mínimo (V_{ASDmax} y V_{ASDmin}).

En el diseño de la topología SPH sera utilizado un convertidor modular que pueda ser ubicado en cualquier posición en el sistema FC de la Figura 3-3. El empleo de un mismo

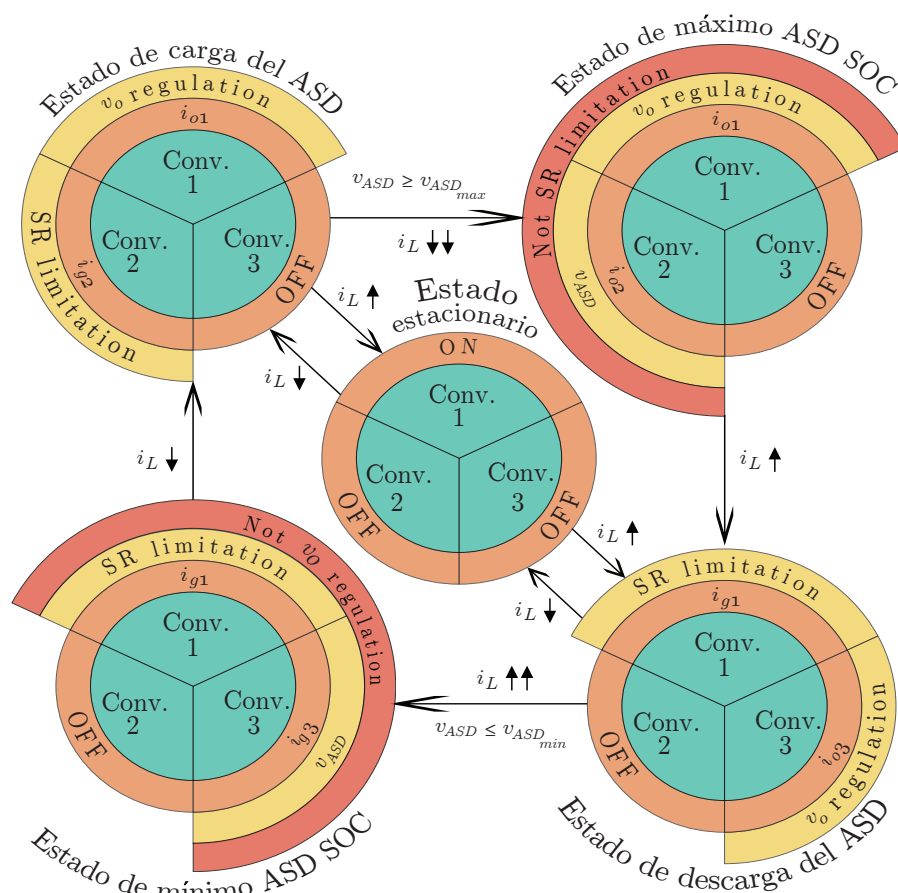


Figura 3-4: Principales estados de la topología FC serie-paralelo.

convertidor en las tres posiciones del sistema híbrido podría reducir los costos, el tiempo de desarrollo y simplificar las tareas de control. En este caso el convertidor y su controlador deberían tener las siguientes características:

- **Una característica de convertidor dc-dc no inversor elevador/reductor.** Esto podría permitir la interface entre fuentes de tensión no reguladas de la topología SPH tales como FCs, capacitores, baterías, etc.
- **Alta eficiencia de conversión de potencia.** Esto puede contribuir significativamente a la eficiencia de todo el sistema, el cual se considera que puede alcanzar una eficiencia extremadamente alta.
- **Un amplio ancho de banda para diseñar controles rápidos que protejan la FC de cambios abruptos en la carga.** Adicionalmente, esto permite que el control

del sistema sea mas simple y se reduzca el tamaño del ASD.

- **Capacidad de controlar tanto la corriente de entrada como de salida.** Esto se debe a que el convertidor 2 requiere de un control de corriente de entrada, el convertidor 3 requiere de un control de corriente de salida y el convertidor 1 requiere tanto un control de corriente de entrada como de salida.
- **Capacidad de cambiar, de una manera rápida y sin inconvenientes, el control de su corriente de entrada al control de su corriente de salida y viceversa.** Esta característica es muy importante para asegurar que el convertidor 1 pueda cambiar entre los diferentes estados de la Figura 3-4. En el caso de un repentino cambio en la carga, el convertidor 1 debe tener la capacidad de cambiar inmediatamente a controlar su corriente de entrada, para proteger la FC de una condición de sobrecarga, la cual conlleva al fenómeno no deseado del agotamiento del oxígeno.

Tabla 3.1: Recopilación de los principales sistemas FC híbridos serie-paralelo.

Presentado en	Rango FC [V]	Tipo ASD	Tipo Conv. 1	Tipo Conv. 2	Tipo Conv. 3	Tensión bus dc v_0 [V]	Frecuencia conmutación [kHz]	Máxima potencia carga [W]	Resultados Experimentales
[81]	20-40	Batería ácido-plomo	Flyback	Boost	Flyback	200	20	360	✓
[82]	32-46	Batería ácido-plomo	SEPIC	Buck	SEPIC	200	20	1000	✓
[83]	25-38	Ultra-capacitor	Boost	Flyback	Boost	48	No se especifica	Cerca de 1000	×
En este trabajo	25-50	Capacitor electrolítico de aluminio	Buck-boost	Buck-boost	Buck-boost	48	100	1000	✓

Todos los requerimientos mencionados anteriormente pueden ser cumplidos por el convertidor buck-boost no inversor propuesto en la Figura 2-6(a) [3]. Entre sus características ventajosas se incluyen la alta eficiencia de conversión de potencia, un amplio ancho de banda, la posibilidad de controlar tanto sus tensiones como corrientes de entrada y de salida [4], y realizar transiciones rápidas y suaves una vez ha cambiado el objetivo de controlar la corriente de entrada a controlar la corriente de salida y viceversa [47]. Este módulo ha sido

empleado previamente en la topología híbrida serie del Capítulo 2 [80]. Este sistema FC dio lugar al convertidor no inversor buck-boost y se presenta en este capítulo por primera vez en la arquitectura para la cual ha sido diseñado. Esta topología ha sido estudiada previamente en [81–83]. La Tabla 3.1 enumera las diferentes configuraciones mostradas en la literatura y la propuesta en este capítulo. Las principales contribuciones de este estudio en comparación con las ya existentes topologías SPH son:

- El uso del mismo módulo para todos los convertidores representa una reducción de tiempos de manufactura y costos. Adicionalmente, se simplifican las tareas de diseño del control.
- El convertidor utilizado en [81] presenta problemas de arranque. Este inconveniente se soluciona a través del empleo de un convertidor buck en [81]. Sin embargo, el valor nominal del ASD está en el rango de la FC que podría evitar la carga del ASD en determinado instante. Ambos inconvenientes se superan con el convertidor buck-boost que se presenta en este trabajo de investigación.
- El módulo empleado en esta topología presenta una mayor eficiencia que los convertidores flyback y SEPIC utilizados en otros trabajos.
- Se presenta información detallada del diseño del algoritmo de gestión de energía empleado, contrariamente a otros trabajos previos [81]. Adicionalmente, el algoritmo de gestión de energía que se muestra en este capítulo es más simple que el presentado en [82], el cual depende del estado de carga de la batería.
- En la topología SPH mostrada en este capítulo se incluye la limitación del SR de la FC como un mecanismo para evitar el fenómeno no deseado del agotamiento del oxígeno.
- Se presentan resultados experimentales y de simulación que muestran el correcto funcionamiento del algoritmo de gestión de energía propuesto, en contraste con otros trabajos. Estos experimentos incluyen el arranque, la parada y diferentes transitorios de carga. En la mayoría de trabajos presentados en la literatura solamente se puede observar la FC en estado estable.

La organización de este capítulo se realiza de la siguiente forma: en la sección 3.3 se presenta una detallada descripción acerca del diseño del algoritmo de gestión de energía empleado. Posteriormente, los resultados de simulación y experimentales se muestran en la sección 3.4. Finalmente, las principales conclusiones de este capítulo, se encuentra resumidas en la sección 3.5.

3.3. Descripción del algoritmo de gestión de energía propuesto

La implementación del correspondiente diagrama circuital de la topología híbrida FC serie-paralelo que se muestra en la Figura 3-3 se presenta en la Figura 3-5. Sus tensiones, sus lazos de control de potencia y sus especificaciones de protección se muestran en la Tabla 2.1, donde V_{FCmin} , V_{FCmax} y P_{omax} han sido cambiados a 26.0 V, 42.0 V y 1.2 kW respectivamente, debido a que el emulador FC se ha reemplazado por una PEMFC real. Como ha sido mencionado en el Capítulo 2, se ha elegido un condensador electrolítico de 600 mF, con una ESR de 1 mΩ, facilitándose de este modo el control de su SOC a través de una regulación en su tensión.

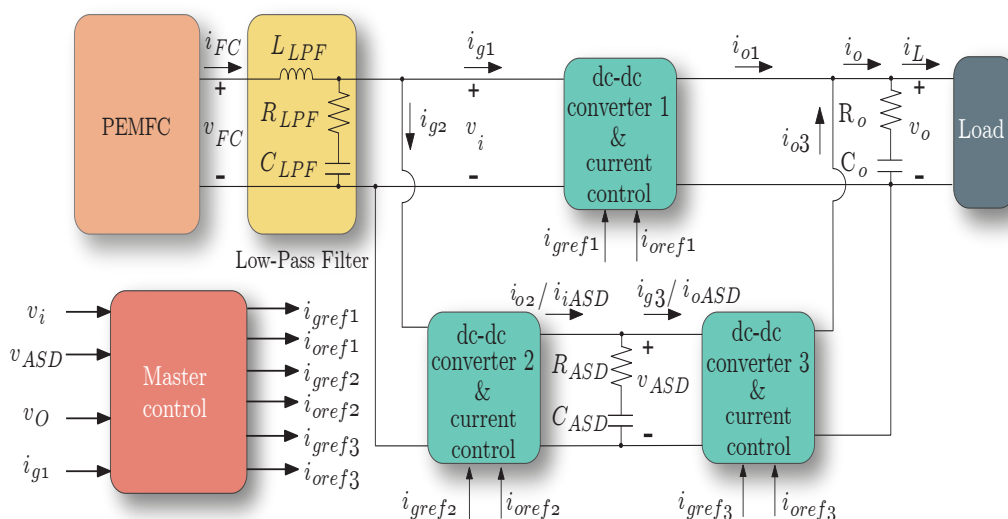


Figura 3-5: Circuito de la topología FC híbrida serie-paralelo. Los elementos del sistema son la FC o el emulador, un filtro paso bajo de segundo orden, los convertidores modulares 1, 2 y 3, los capacitores C_{ASD} y C_o y la carga. El control maestro regula las tensiones de entrada/salida de cada convertidor a través de valores de corrientes de referencia.

Como ha sido mencionado en el Capítulo 2 y en la sección 3.2 de este capítulo, los objetivos del control maestro de la Figura 3-6 son los siguientes: limitación en la pendiente (SR) de la corriente de la FC, rango de tensiones de protección para la FC y el ASD, regulación de la tensión del bus dc v_o en 48 V, limitación de la corriente máxima de cada convertidor y garantizar un arranque y parada seguros del sistema. Este control maestro envía las consignas de corriente a los controles análogos de corriente de cada convertidor para regular las diferentes tensiones del sistema. Los parámetros del control maestro se encuentran enunciados en la Tabla 2.2 y han sido implementados en el DSC Texas Instruments TMS320F28335.

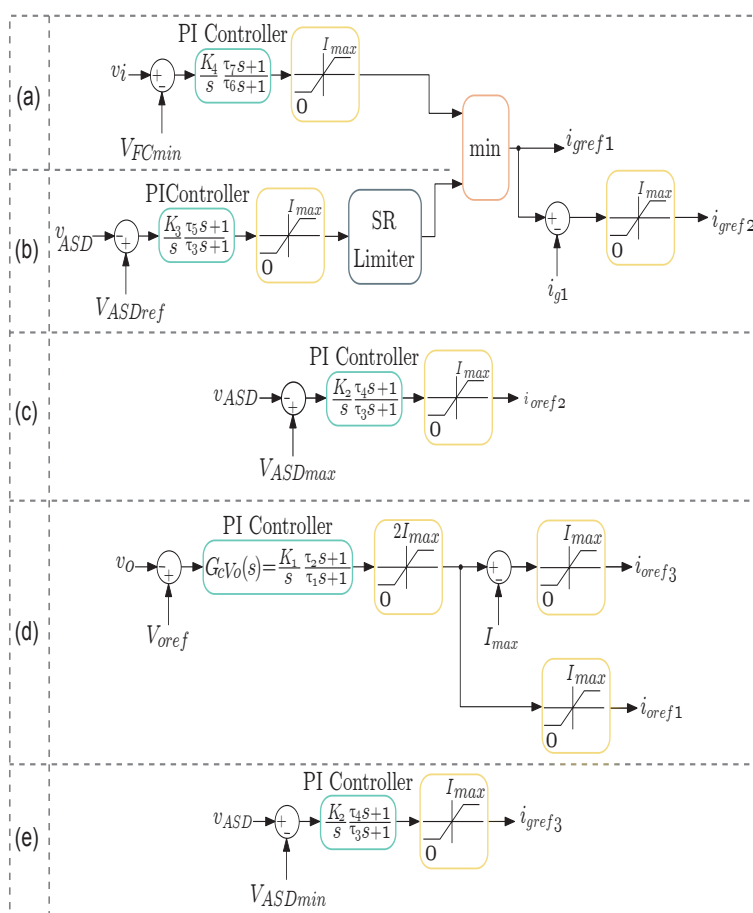


Figura 3-6: Diagramas de bloques de control y de protección del sistema híbrido FC serie-paralelo: La tensión mínima V_{FCmin} y la tensión de referencia V_{ASDe} de (a) y (b) se encuentran limitadas y reguladas a través de i_{gref1} y i_{gref2} . (c) lazo de protección de la tensión máxima del ASD. (d) Lazo encargado de regular la tensión de salida v_o y (e) corresponde al lazo de protección de la tensión mínima del ASD.

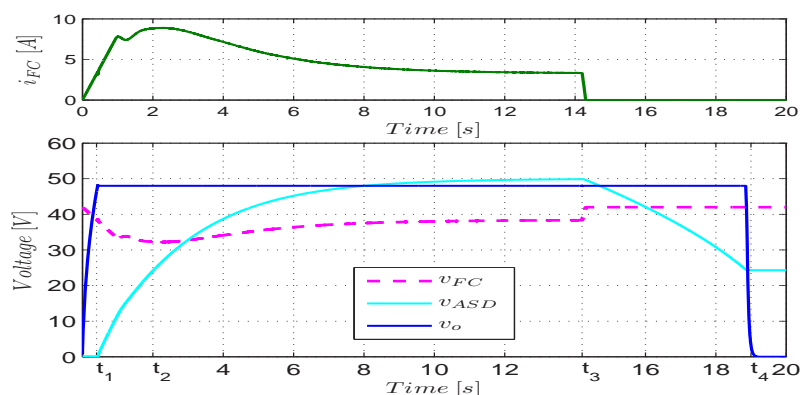
El convertidor modular buck-boost empleado para superar los desafíos presentes en la topología FC SPH de este capítulo tiene dos diferentes modelos que dependen de la escala de tiempo requerida: el primero se muestra en la Figura 2-6(a) es un modelo dinámico que permite el estudio durante transiciones de corta duración. El segundo que se muestra en la Figura 2-6(b) es un modelo estático empleado en simulaciones de larga duración. Una descripción completa de ambos modelos se encuentran en la subsección 2.3.4. El valor seleccionado para el condensador de salida C_o es de 2.35 mF, con una ESR de 11.8 m Ω se obtuvo siguiendo el criterio de impedancia de salida empleado en el Capítulo 2. El ancho de banda del lazo de tensión de salida obtenido es de 2.37 kHz, con una frecuencia de muestreo de 100 kHz.

3.4. Simulación y resultados experimentales

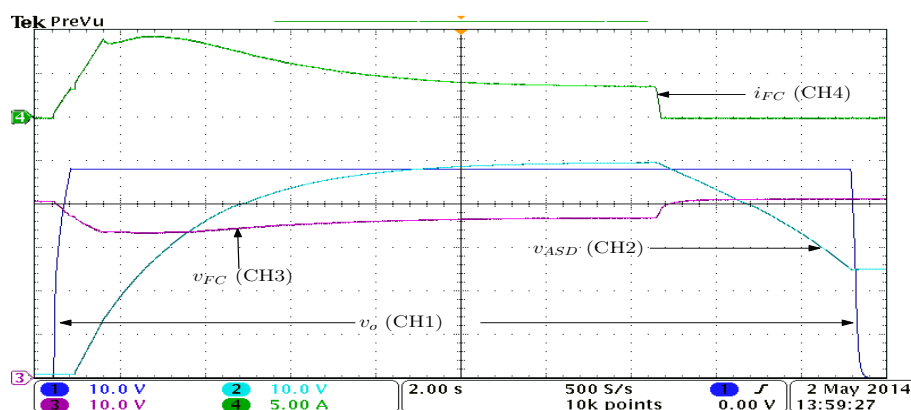
Se requieren algunos experimentos específicos para verificar el correcto funcionamiento del sistema FC SPH. Estos experimentos consisten en su arranque y parada y operación ante transitorios de carga, los cuales se muestran en las subsecciones 3.4.1 and 3.4.2 respectivamente. En todos estos experimentos se emplea una FC Nexa real. La PEMFC Nexa es un sistema completamente integrado que produce una tensión dc no regulada, de 1200 W, a partir de un suministro de hidrógeno y aire.

3.4.1. Arranque y parada del sistema híbrido FC

Este experimento se realiza para estudiar el comportamiento del sistema FC durante su arranque y parada. Los resultados de simulación de la Figura 3-7(a) muestran cómo la FC arranca y el condensador de salida se comienza a cargar hasta t_1 , donde v_o se regula en $V_{oref} = 48$ a través de i_{oref1} del lazo de control de la Figura 3-6 (d). La figura muestra cómo se encuentra correctamente limitado i_{FC} en su valor máximo de SR. La misma Figura 3-7(a) muestra que entre 0 y t_1 el SR se encontraba correctamente limitada por el lazo de control de la Figura 3-6 (d) a través de i_{gref1} . Entre t_1 y t_2 se obtiene la deseada limitación máxima del SR mediante i_{gref2} . En el instante t_2 , el capacitor alcanza V_{ASDmin} y se continua cargando hasta que alcance su valor de referencia V_{ASDref} de 50 V en t_3 . Después de aplicar



(a)



(b)

Figura 3-7: Arranque y parada con una carga resistiva constante de 20.3Ω . (a) Simulación realizada en PSIM. (b) Medidas experimentales. CH1: Tensión del bus dc v_o (10 V/div), CH2: Tensión del ASD v_{ASD} (10 V/div), CH3: Tensión de la FC v_{FC} (10 V/div), CH4: Corriente de la FC i_{FC} (5 A/div), con una base de tiempo de 2 s.

la correspondiente señal de apagado en t_3 , la FC se apaga con una correcta SR negativa y el voltaje de salida v_o continua siendo regulado a través de i_{oref3} hasta que la tensión del ASD alcanza V_{ASDmin} , lo cual ocurre en t_4 . El lazo de control activo durante este intervalo es el lazo de protección de la tensión mínima del ASD mostrado en la Figura 3-6 (e). Finalmente, el control maestro regula la tensión mínima del capacitor desde t_4 en adelante. El modelo simplificado de la Figura 2-6(b) se utilizó durante la simulación. El correspondiente resultado experimental que se muestra en la Figura 3-7(b) se encuentra en buena concordancia con la simulación. Durante el arranque y parada del sistema FC y en los demás experimentos,

los lazos de protección de V_{FCmin} and V_{ASDmax} que corresponden a la Figuras 3-6 (a) y (c) no son activados por el control maestro. Pese a no ser incluidos en este capítulo, el correcto funcionamiento de estos lazos de protección también ha sido probado previamente.

3.4.2. Sistema híbrido FC ante transitorios de carga

Este experimento se realiza con la finalidad de verificar que el control maestro regula de manera satisfactoria la tensión del condensador V_{ASD} en 50 V y la tensión de salida v_o en 48 V, mientras la resistencia de la carga cambia de 47.5Ω a 4.7Ω , con una frecuencia de 100 Hz y un ciclo de trabajo del 50 %, tal como se muestra en la Figura 3-8. Tanto la tensión de salida v_o como la corriente en la carga i_L se muestran en todas las figuras para probar que todas las gráficas obtenidas corresponden al mismo experimento. En la simulación se utiliza el modelo conmutado del convertidor buck-boost de la Figura 2-6(b). Los resultados experimentales que se presentan en la Figura 3-8 concuerdan completamente con la simulación. Los diferentes rizados existentes en las corrientes i_{g1} e i_{g2} de las Figuras 3-8(a) y 3-8(b) muestran los diferentes puntos de operación de los convertidores 1 y 2 respectivamente. Inicialmente, el sistema se encuentra en el estado estable de la Figura 3-4 y la energía de la FC se transfiere continuamente a la carga. Una vez i_L se incrementa, el sistema FC se encuentra operando en el estado de descarga del ASD, lo cual significa que la máxima SR de la corriente de la FC y el voltaje de bus dc v_o se encuentran limitados y regulados a través de i_{gref1} y i_{oref3} respectivamente. Cuando la carga se disminuye, la topología SPH se encuentra operando en el estado de carga del ASD. Durante este tercer estado, la SR mínima de la corriente de la FC y la tensión del bus dc v_o se encuentran limitadas y reguladas a través de i_{gref2} y i_{oref1} respectivamente. Entre los estados de carga y descarga del ASD el sistema FC alcanza el estado estable de la Figura 3-4 una vez la FC ha alcanzado el nuevo valor de carga. Se muestran corrientes de salida de los convertidores 1 y 3 tanto simuladas como experimentales en la Figuras 3-8(c) y 3-8(b) respectivamente. Las diferencias existentes entre los resultados experimentales de las Figuras 3-8(e) y 3-8(f) son debidas al retraso en el arranque de cada convertidor dc-dc. Esta última figura muestra un cambio de corriente de salida Δi_o de 9.2 A que causa un transitorio máximo en la tensión de salida Δv_o de 1.6 V. Adicionalmente, se observa un voltaje de pico en la tensión del ASD

menor a 0.4 V. También se muestra en esta figura un máximo transitorio en la corriente de la FC de 2.8 A.

El segundo experimento de esta subsección prueba el sistema híbrido FC ante variaciones periódicas de gran señal, lo cual produce ciclos repetitivos de carga y descarga del condensador. Se realiza una variación de carga desde 20.3Ω a 3.3Ω , con una frecuencia de 0.5 Hz y un ciclo de trabajo del 10% para obtener los resultados experimentales y de simulación de la Figura 3-9. En la simulación se emplea al modelo simplificado del convertidor buck-boost de la Figura 2-6(a). La potencia máxima de la FC es de 512 W, la cual se obtiene de la multiplicación de los parámetros V_{FCmin} e I_{max} . Las grandes variaciones de potencia de pico presentes en la carga de 700 W producen cargas y descargas del ASD. En la Figura 3-9 se puede observar que tanto la tensión del bus dc y la corriente de la FC están bien reguladas y limitadas respectivamente durante la realización de este exigente experimento. La figura muestra también una buena concordancia entre los resultados experimentales y de simulación.

3.5. Conclusiones

En este capítulo se ha presentado una topología SPH conformada por una PEMFC, un ASD y convertidores dc-dc controlados por corriente, la cual ha sido simulada e implementada en un bus dc de 48-V, 1200-W. El algoritmo de gestión de energía de esta topología ha sido realizado en el DSC TMS320F28335. Se han utilizado convertidores modulares buck-boost en esta topología para regular los diferentes lazos de tensión a través de sus corrientes de entrada/salida a partir de sus apropiados valores de referencia. Los resultados tanto de simulación como experimentales muestran un comportamiento deseado del sistema FC ante transitorios en la carga de corta y larga duración. La saturación existente en los controladores análogos de corriente de bajo nivel, debida al problema por cruce por cero, puede ser solucionada a través de implementaciones digitales o de convertidores bidireccionales buck-boost modulares en estudios futuros.

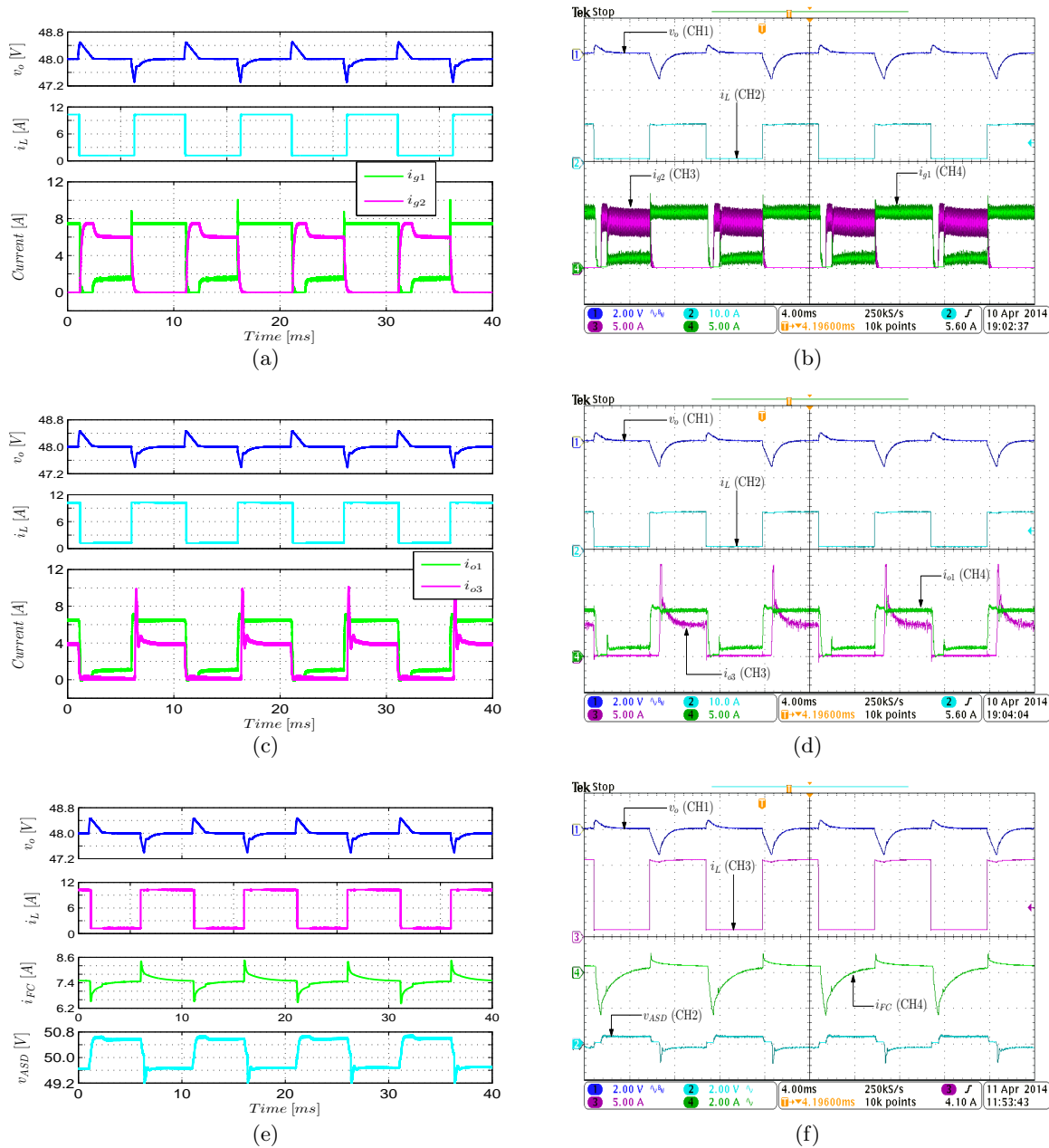


Figura 3-8: Topología SPH bajo un perfil de carga pulsante, con frecuencia de 100 Hz y ciclo de trabajo del 50% y valores medios de $v_{FC} = 36.1$ V, $I_{FC} = 7.4$ A, $V_{ASD} = 50$ V y $V_o = 48$ V. Las figuras (a), (c) y (e) corresponden a simulaciones realizadas en PSIM. Las figuras (b), (d) y (f) corresponden a medidas experimentales. Las principales variables son estudiadas son: tensión de salida v_o (2 V/div, Acoplo AC), corriente en la carga i_L (5 o 10 A/div), corrientes de entrada i_{g1} e i_{g2} (5 A/div), corrientes de salida i_{o1} e i_{o3} (5 A/div), corriente de la FC i_{FC} (2 A/div, Acoplo AC), tensión del ASD v_{ASD} (2 V/div, Acoplo AC), con igual base de tiempo de 4 ms.

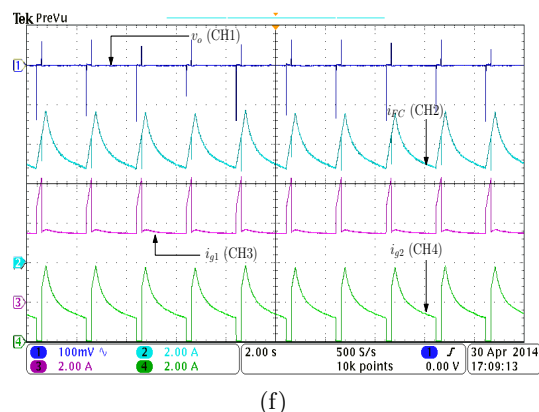
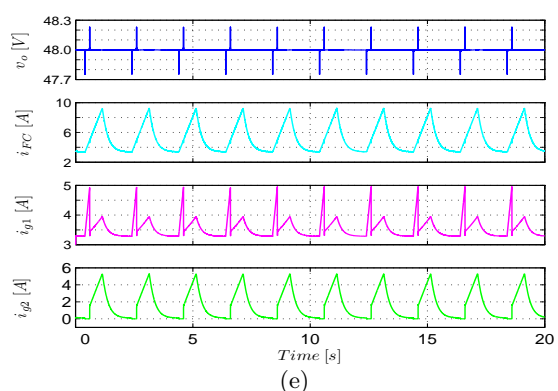
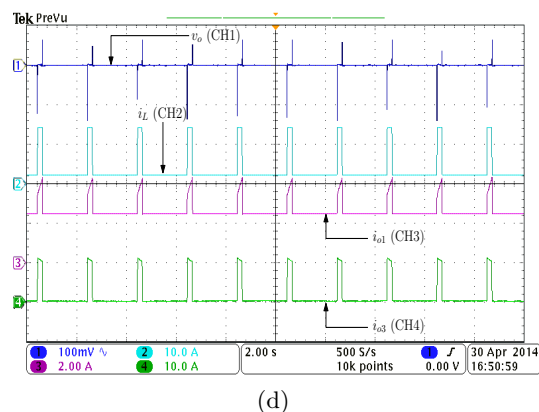
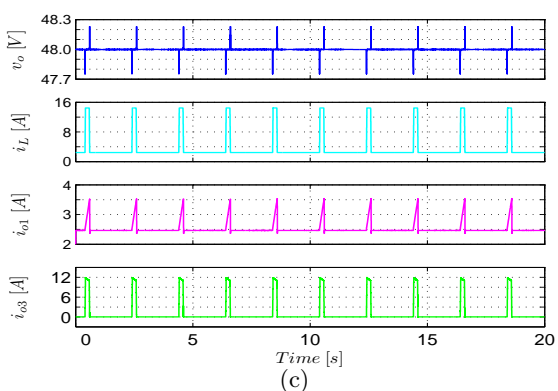
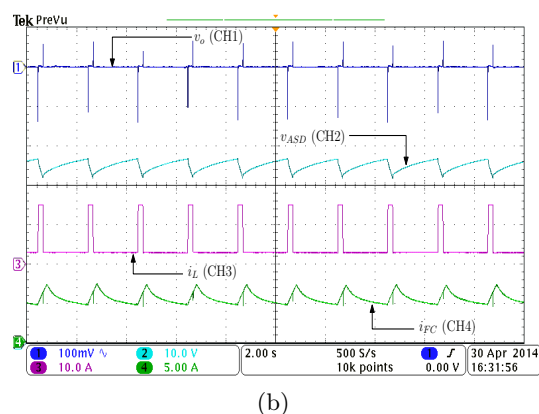
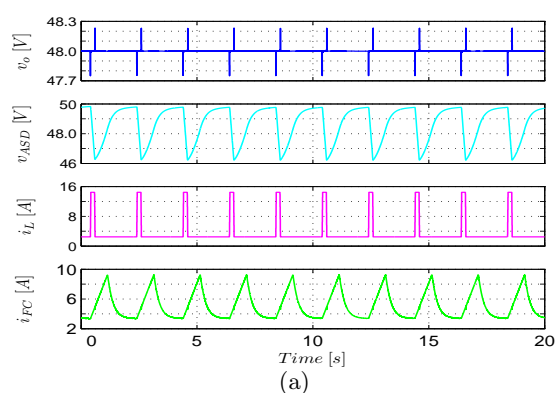


Figura 3-9: Topología SPH ante variaciones de gran señal entre $20.3\ \Omega$ y $3.3\ \Omega$, con una frecuencia de $0.5\ \text{Hz}$ y ciclo de trabajo del $10\ \%$, cargando y descargando periódicamente el ASD. Las figuras (a), (c) y (e) corresponden a simulaciones realizadas en PSIM. Las figuras (b), (d) y (f) corresponden a medidas experimentales. Las principales variables son: tensión de salida v_o ($100\ \text{mV/div}$, Acoplo AC), corriente en la carga i_L ($10\ \text{A/div}$), corrientes de entrada i_{g1} e i_{g2} ($2\ \text{A/div}$), corrientes de salida i_{o1} e i_{o3} ($2\ \text{A/div}$ y $10\ \text{A/div}$ respectivamente), corriente de la FC i_{FC} (2 or $5\ \text{A/div}$), tensión del ASD v_{ASD} ($10\ \text{V/div}$) con igual base de tiempo de $2\ \text{s}$.

Capítulo 4

Comparativa entre sistemas híbridos PEMFC

4.1. Resumen

En este capítulo se presenta una topología PH carga, junto a sus respectivos lazos de control y protección, donde sus criterios de diseño e implementación son similares a los desarrollados en capítulos anteriores. Se muestran resultados experimentales y de simulación en un bus dc de 48 V y 1200 W. Adicionalmente, se realiza una comparativa tanto teórica como experimental de eficiencias entre los diferentes sistemas FC híbridos estudiados en esta tesis.

4.2. Descripción del sistema híbrido FC paralelo carga y del algoritmo de gestión energía propuesto

La implementación del correspondiente diagrama circuital de la topología híbrida FC paralelo carga se presenta en la Figura 4-1. Sus tensiones, sus especificaciones de los lazos de control de potencia y protección se muestran en la Tabla 2.1, donde P_{omax} ha sido cambiado a 1.2 kW.

Como ya ha sido mencionado en los capítulos 2 y 3, los objetivos del control maestro de la Figura 4-2 son los siguientes: limitación en la pendiente de la corriente de la FC, rango

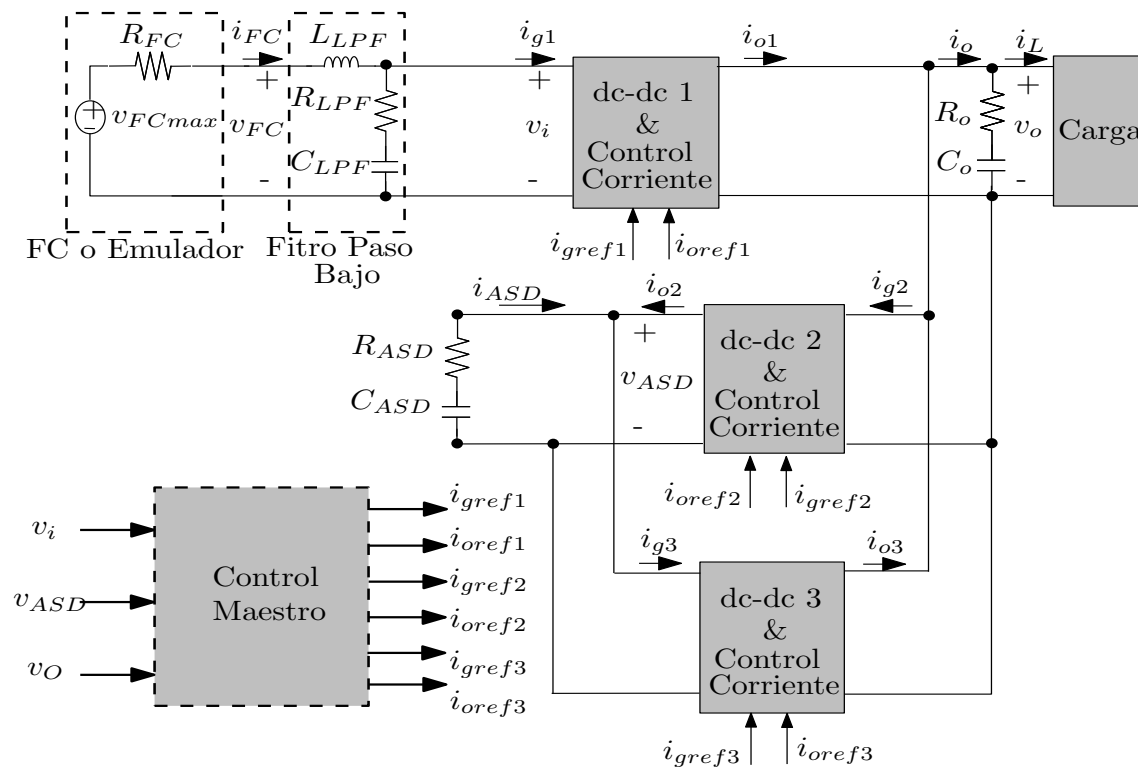


Figura 4-1: Circuito de la topología FC híbrida paralelo carga. Los elementos del sistema son la FC o el emulador, un filtro paso bajo de segundo orden, los convertidores modulares 1, 2 y 3, los capacitores C_{ASD} y C_o y la carga. El control maestro regula las tensiones de entrada/salida de cada convertidor a través de valores de corrientes de referencia.

de tensiones de protección para la FC y el ASD, regulación de la tensión del bus dc v_o en 48 V, limitación de la corriente máxima de cada convertidor y asegurar un seguro arranque y parada del sistema. Este control maestro envía las consignas de corriente a los controles analógicos de corriente de cada convertidor para regular las diferentes tensiones del sistema. Los parámetros del control maestro se encuentran enunciados en la Tabla 2.2 y ha sido implementado en el DSC Texas Instruments TMS320F28335.

En el diagrama de bloques de la Figura 4-2, las corrientes mínimas de referencia son cero amperios, pero, como ha sido explicado en la subsección 2.3.3, existe una dificultad en identificar un valor determinado tanto de corriente de referencia de entrada como de salida en cada convertidor modular buck-boost del sistema híbrido FC de la Figura 4-1. Esto se debe a la incertidumbre presente en los componentes del ACC analógico, para que sus corrientes sean iguales a cero, lo cual implica una saturación en los amplificadores operacionales que

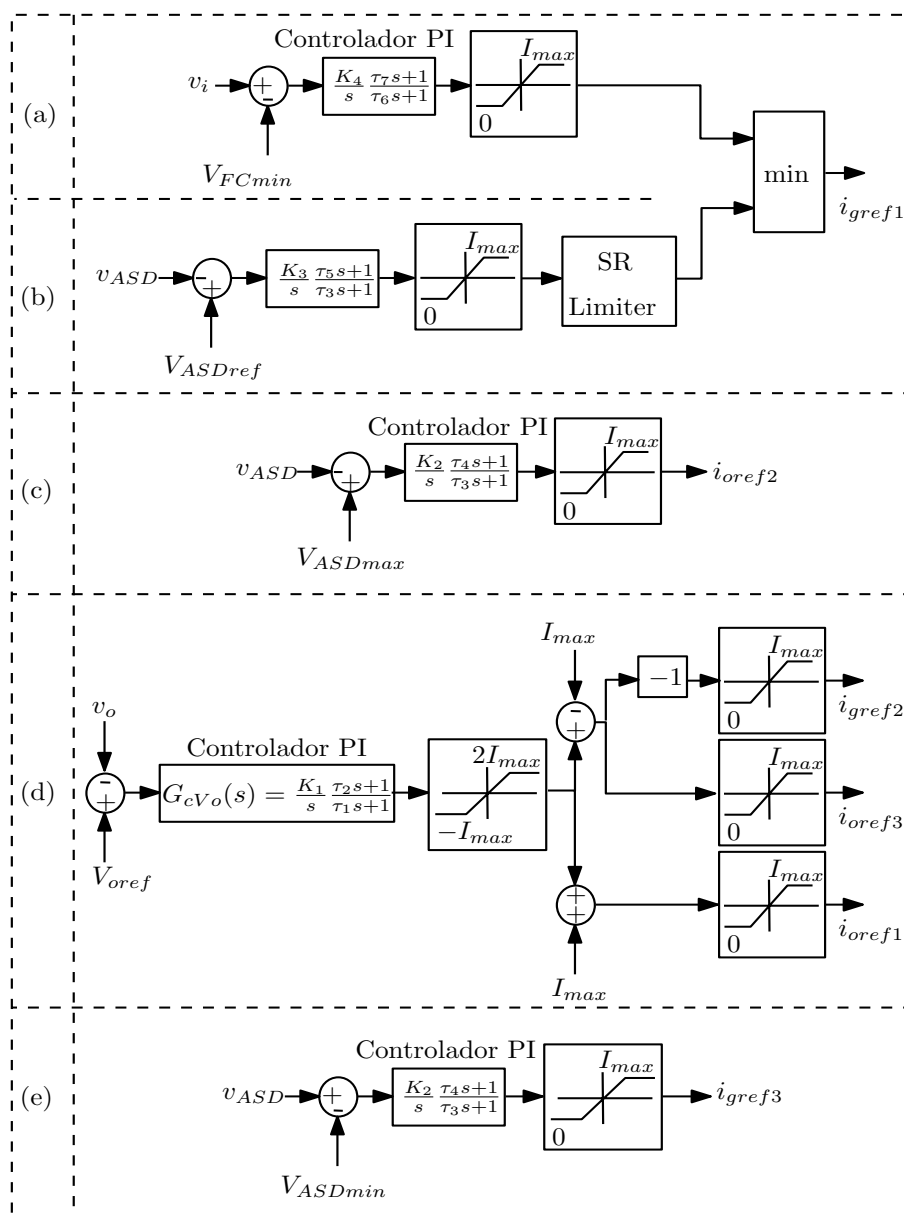
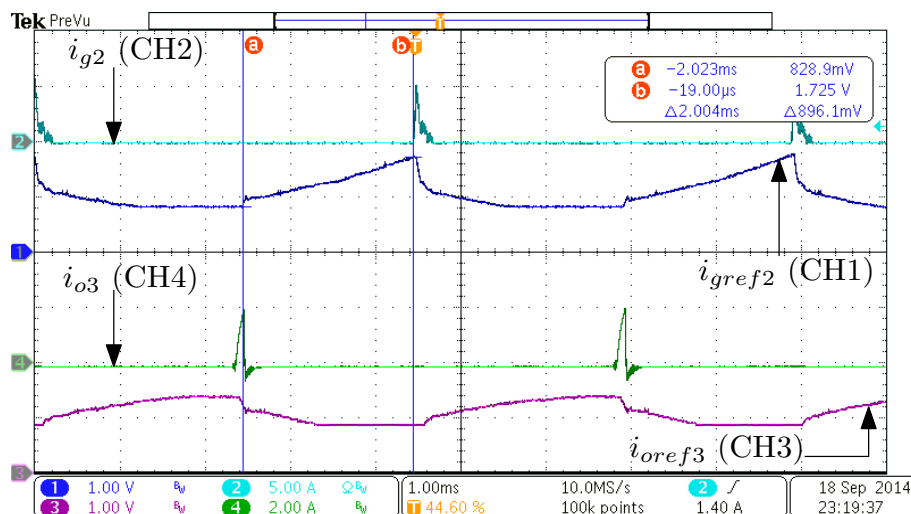
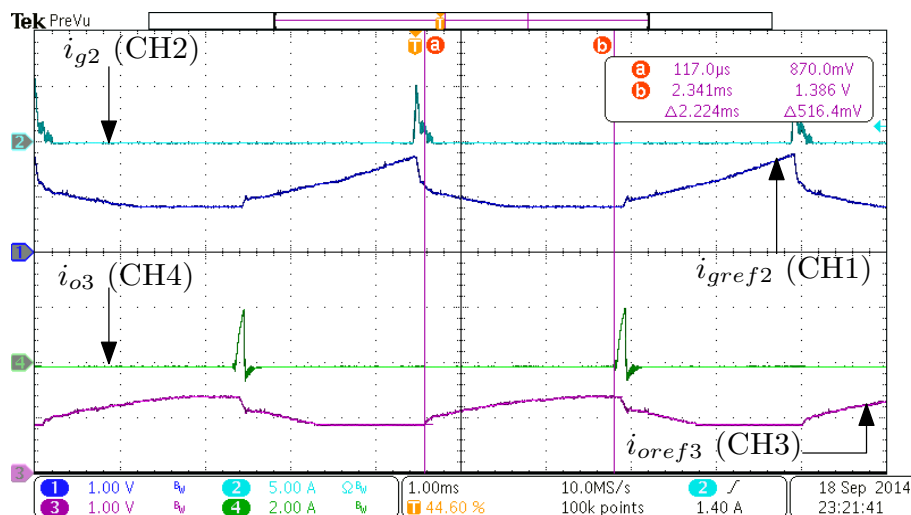


Figura 4-2: Diagramas de bloques de los lazos de control y protección del sistema híbrido FC paralelo carga: La tensión mínima de la FC V_{FCmin} y la tensión de referencia del ASD $V_{ASDrref}$ en (a) y (b) se encuentran limitada y regulada respectivamente a través de i_{greff1} . (c) Lazo de protección de la tensión máxima del ASD. (d) Lazo que regula la tensión de salida v_o . (e) Lazo de protección de la tensión mínima del ASD.

implementan el controlador PI del ACC, perdiéndose de este modo control y regulación en el lazo de v_o . Para que el ACC salga de esta saturación, se requiere de un tiempo del orden de 1 o 2 ms, tal como se muestra en la Figura 4-3.



(a)



(b)

Figura 4-3: Medida experimental del tiempo requerido para que el ACC salga de su saturación en el caso de máxima eficiencia ($I_{min} = 0$ A). (a) Tiempo requerido en salir de la saturación el PI que regula i_{g2} . (b) Tiempo requerido en salir de la saturación el PI que regula i_{o3} . CH1: Corriente de referencia de entrada del convertidor 2 i_{gref2} (1 V/div), CH2: Corriente de entrada del convertidor 2 i_{g2} (5 A/div), CH3: Corriente de referencia de salida del convertidor 3 i_{oref3} (1 V/div), CH4: Corriente de salida del convertidor 3 i_{o3} (5 A/div), con una base de tiempo de 1 ms.

Para evitar esta saturación que se presenta en el ACC, se propone como primera alternativa de solución una tensión de referencia V_{ASDre} variable, tal que $|V_{ASDref} - v_{ASD}| \leq$

$\Delta V_{ASDref}/2$, de tal forma que i_{g2} e i_{o3} no sean muy cercanas a cero durante mucho tiempo. En la Figura 4-4 se puede observar que para $\Delta V_{ASDref} = 2V$ el periodo mínimo de variación de v_{ASD} en regimen permanente es de 2.5s. Dicho tiempo viene impuesto por las pendientes máxima y mínima admitidas en la corriente de la FC que se encuentran en la Tabla 2.1. Pese a esta mejora realizada, sigue siendo inaceptable que las corrientes i_{g2} e i_{o3} presenten oscilaciones, con una duración del orden de 100 o 200 ms cada 5 s, cada vez que el ASD comienza a cargarse nuevamente. Durante este transitorio actúa la protección de la tensión intermedia de los convertidores 2 y 3, cuyo esquema y correcto funcionamiento se presentan el Apéndice A, debido a que se desactivan los MOSFETs de boost y de buck en los dos convertidores al sobrepasar sus tensiones intermedias el valor de 80 V. La existencia de esta protección hizo posible obtener las medidas experimentales tanto de la Figura 4-3 como de la Figura 4-4, ya que de lo contrario se hubiesen averiado estos convertidores modulares conectados en antiparalelo.

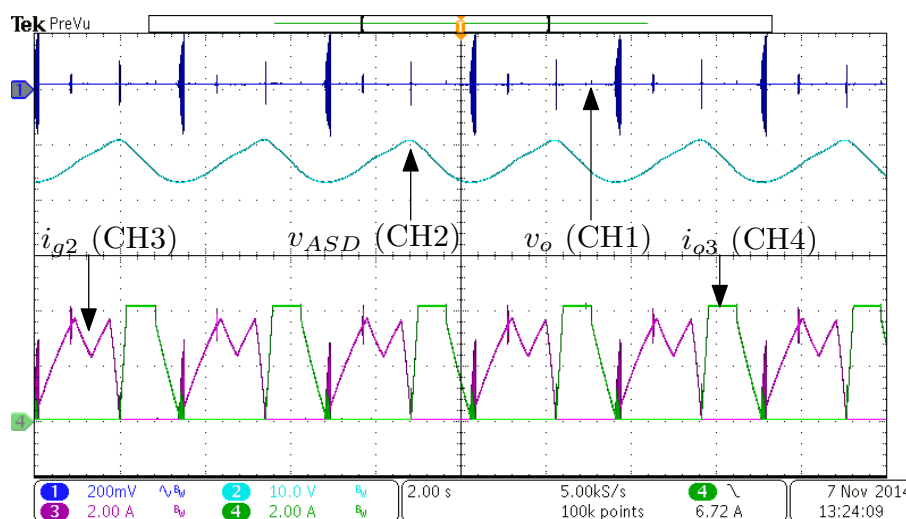


Figura 4-4: Inestabilidad presente en el lazo de tensión de v_o para $\Delta V_{ASDref} = 2V$ e $i_L = 4A$. CH1: Tensión del bus dc (200 mV/div, Acoplo AC), CH2: Tensión del ASD (10 V/div), CH3: Corriente de entrada del convertidor 2 i_{g2} (2 A/div), CH4: Corriente de salida del convertidor 3 i_{o3} (2 A/div), con una base de tiempo de 2 s.

A partir sistema de la Figura 4-1, se obtiene la siguiente expresión que relaciona la corriente del ASD i_{ASD} con la corriente de salida del convertidor 2 i_{o2} y la corriente de entrada del convertidor 3 i_{g3} , para cualquier instante de tiempo.

$$i_{ASD}(t) + i_{g3}(t) = i_{o2}(t), \quad \forall t \quad (4.1)$$

Si se considera que el sistema se encuentra en régimen estacionario, es decir, que la tensión del ASD (v_{ASD}) se encuentra regulada en su valor de referencia V_{ASDref} , se tiene:

$$\begin{cases} i_{ASD}(t) = I_{ASD} = 0 \\ i_{o2}(t) = I_{o2} = i_{ig3}(t) = I_{g3} \end{cases} \quad (4.2)$$

Se ha determinado experimentalmente que para $I_{min} \leq i_{gref2} = i_{oref3} \leq I_{max}$, con $I_{min} = 1.8$ A, se obtiene regulación en el lazo de v_o , a expensas de incrementar las pérdidas en el sistema FC PH. Por esta razón, se modifica el diagrama de bloques del lazo que regula la tensión de salida v_o de la Figura 4-2 (d) de la siguiente forma:

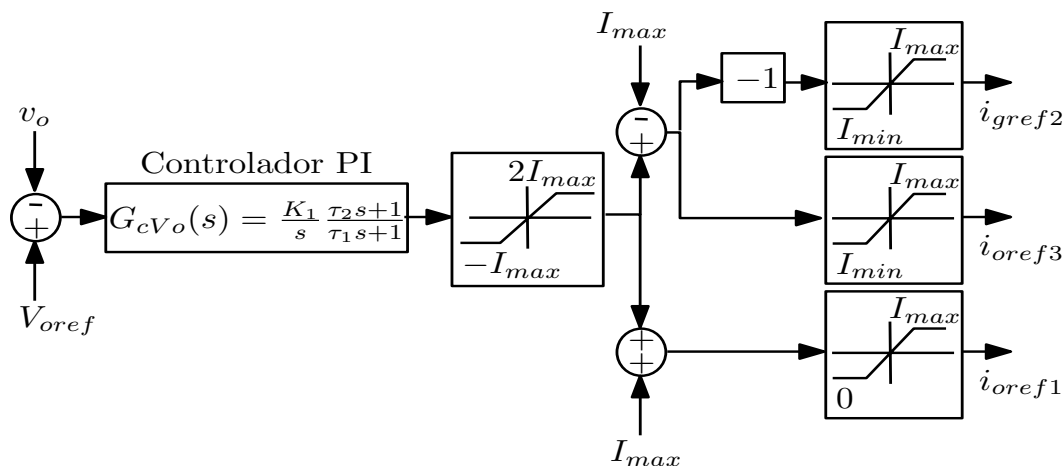


Figura 4-5: Diagrama de bloques modificado del lazo que regula v_o ($I_{min} = 1.8$ A).

4.3. Simulación y resultados experimentales

Se requieren algunos experimentos específicos para verificar el correcto funcionamiento del sistema FC SPH. Estos experimentos consisten en su arranque y parada y operación ante transitorios de carga, los cuales se muestran en las subsecciones 4.3.1 and 4.3.2 respectivamente. En todos estos experimentos se emplea el emulador de la FC o el circuito equivalente

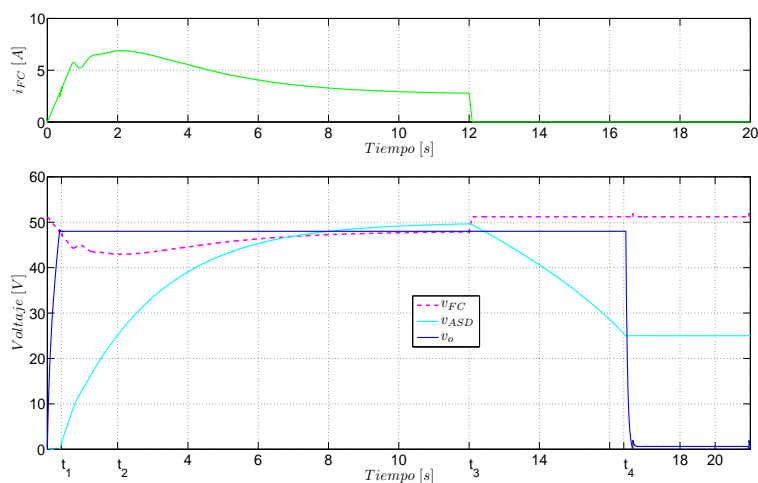
de Thévenin [55], el cual ha sido validado como un modelo simplificado y aceptable de la FC en el Capítulo 3.

4.3.1. Arranque y parada del sistema híbrido FC

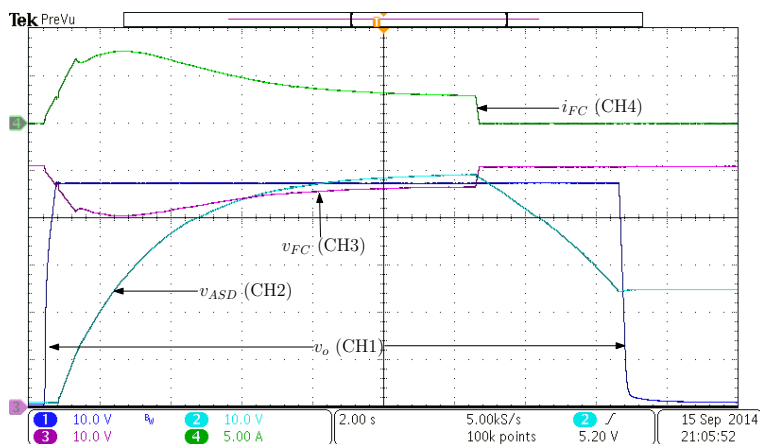
Este experimento se realiza para estudiar el comportamiento del sistema FC durante su arranque y parada. Los resultados de simulación de la Figura 4-6(a) muestran cómo la FC arranca y el condensador de salida se comienza a cargar hasta t_1 , donde v_o se regula en $V_{oref} = 48$ a través de i_{oref1} del lazo de control de la Figura 4-5, el cual se obtiene seleccionando a $I_{min} = 1.8$ A en las corrientes de referencia de entrada y salida i_{gref2} e i_{gref3} de los convertidores 2 y 3. La figura muestra cómo se encuentra correctamente limitada en el valor máximo de SR. La misma Figura 4-6(a) muestra que entre 0 y t_2 el SR se encontraba correctamente limitado por el lazo de control del la Figura 4-2 (b) a través de i_{gref1} . En el instante t_2 , el capacitor alcanza V_{ASDmin} y se continua cargando hasta que alcance su valor de referencia V_{ASDref} de 50 V en t_3 . Después de aplicar la correspondiente señal de apagado en t_3 , la FC se apaga con una correcta SR negativa y el voltaje de salida v_o continua siendo regulado a través de i_{oref3} hasta que la tensión del ASD alcanza V_{ASDmin} , lo cual ocurre en t_4 . El lazo de control activo durante este intervalo es el lazo de protección de la tensión mínima del ASD mostrado en la Figura 4-2 (e). Finalmente, el control maestro regula la tensión mínima del condensador desde t_4 en adelante. El modelo simplificado de la Figura 2-6(b) se utilizó durante la simulación. El correspondiente resultado experimental que se muestra en la Figura 4-6(b) se encuentra en buena concordancia con la simulación. Durante el arranque y parada del sistema FC y en los demás experimentos, los lazos de protección de V_{FCmin} and V_{ASDmax} que corresponden a la Figuras 4-2 (a) y (c) no son activados por el control maestro. Pese a no ser incluidos en este capítulo, el correcto funcionamiento de estos lazos de protección también ha sido probado previamente.

4.3.2. Sistema híbrido FC ante transitorios de carga

Este experimento se realiza con la finalidad de verificar que el control maestro regula de manera satisfactoria la tensión del condensador V_{ASD} en 50 V y la tensión de salida v_o en 48 V, mientras la resistencia de la carga cambia de 24.0Ω a 3.42Ω , con una frecuencia



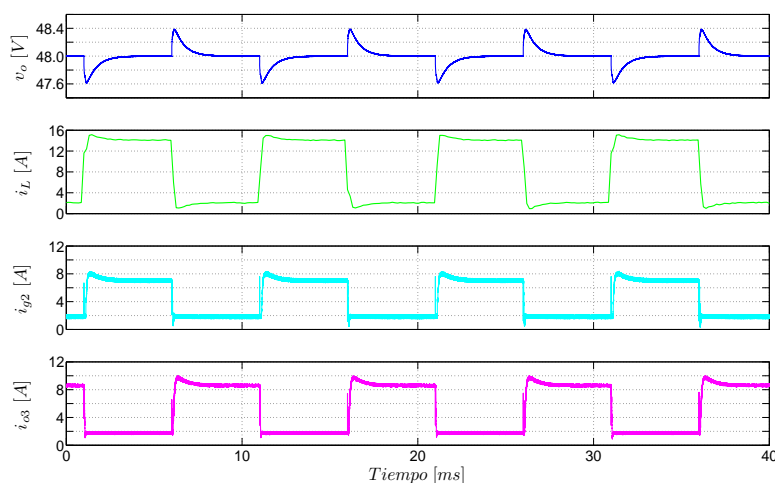
(a)



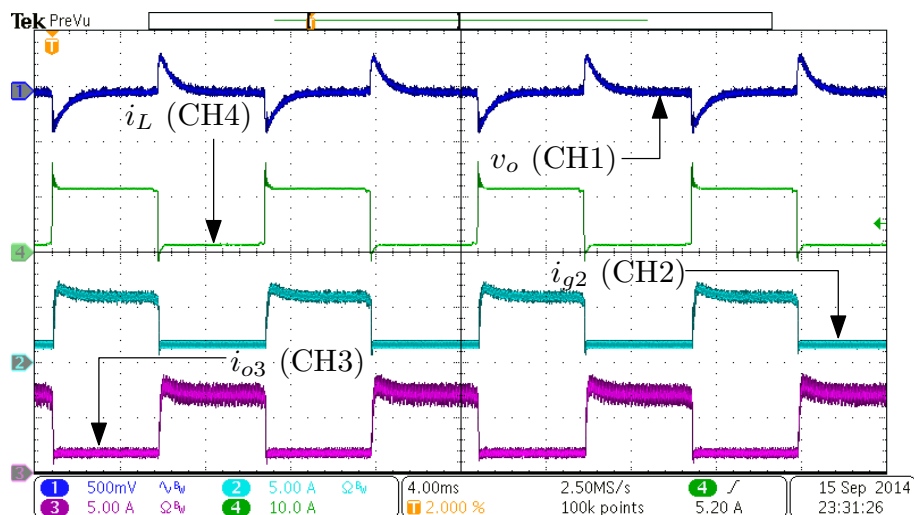
(b)

Figura 4-6: Arranque y parada con una carga resistiva constante de 20Ω . (a) Simulación realizada en PSIM. (b) Medidas experimentales. CH1: Tensión del bus dc v_o (10 V/div), CH2: Tensión del ASD v_{ASD} (10 V/div), CH3: Tensión de la FC v_{FC} (10 V/div), CH4: Corriente de la FC i_{FC} (5 A/div), con una base de tiempo de 2 s.

de 100 Hz y un ciclo de trabajo del 50%, tal como se muestra en la Figura 4-7. En la simulación se utiliza el modelo conmutado del convertidor buck-boost de la Figura 2-6(b). Los resultados experimentales que se presentan en la Figura 4-7(b) concuerdan completamente con la simulación de la Figura 4-7(a). Inicialmente, el sistema se encuentra en el estado estable y la energía de la FC se transfiere continuamente a la carga y v_o se encuentra



(a)



(b)

Figura 4-7: Topología PH bajo un perfil de carga pulsante, con frecuencia de 100 Hz y ciclo de trabajo del 50% y valores medios de $v_{FC} = 36.0$ V, $I_{FC} = 12.6$ A, $V_{ASD} = 50$ V y $V_o = 48$ V. (a) Simulación realizada en PSIM. (b) Medidas experimentales. CH1: Tensión del bus dc v_o (500 mV/div, Acoplo AC), CH2: Corriente de entrada i_{g2} (5 A/div), Corriente de salida i_{o3} (5 A/div), CH4: Corriente en la carga i_L (10 A/div), con una base de tiempo de 4 ms.

regulado en V_{oref} a través de i_{oref1} de la Figura 4-5. Una vez i_L incrementa, el sistema FC se encuentra operando en el estado de descarga del ASD, lo cual significa que la máxima SR de la corriente de la FC y el voltaje de bus dc v_o se encuentran limitados y regulados a

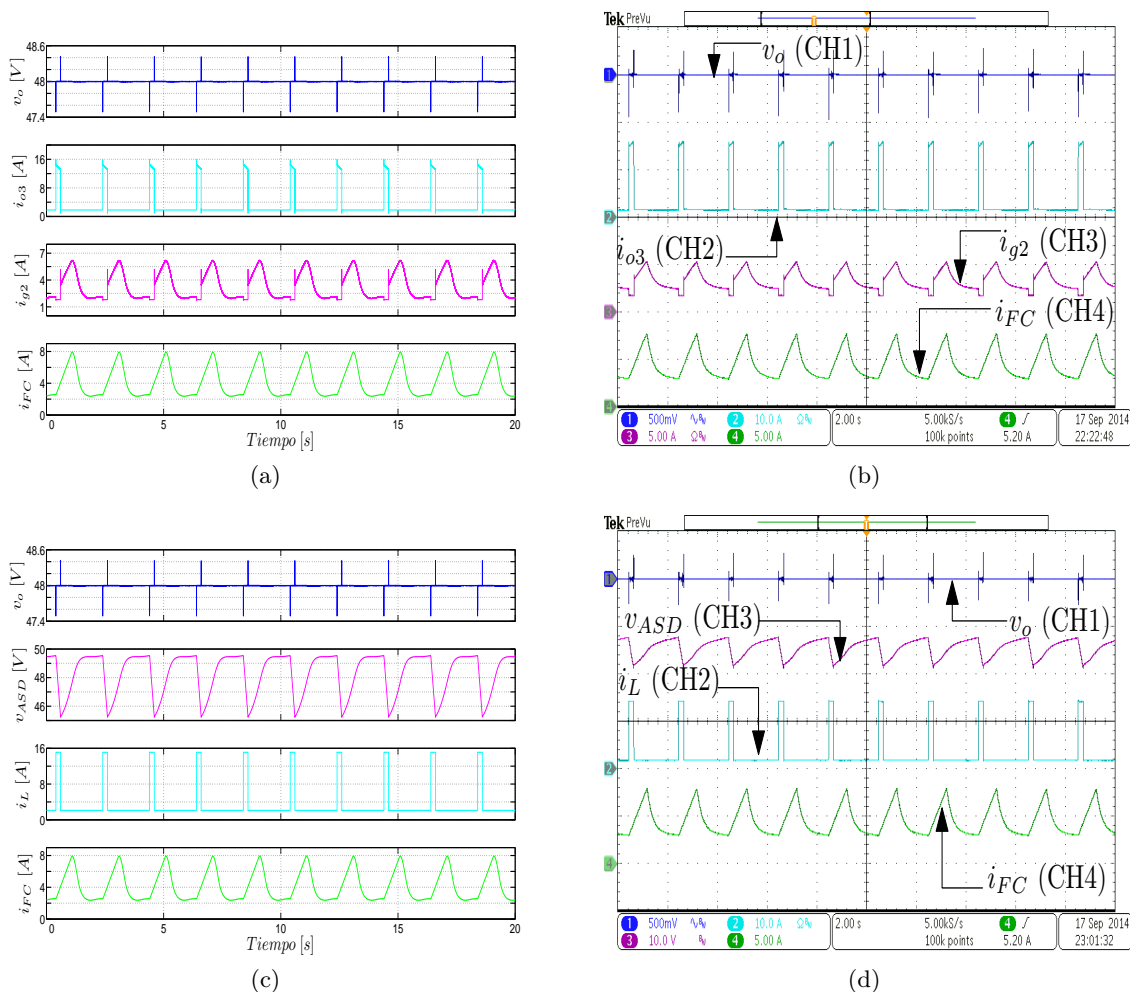


Figura 4-8: Topología PH ante variaciones de gran señal entre 20.3Ω y 3.2Ω , con una frecuencia de 0.5 Hz y ciclo de trabajo del 10%, cargando y descargando periódicamente el ASD. Las figuras (a) y (c) corresponden a simulaciones realizadas en PSIM. Las figuras (b) y (d) corresponden a medidas experimentales. Las principales variables son: tensión de salida v_o (500 mV/div, Acoplo AC), corriente en la carga i_L (10 A/div), corriente de entrada i_{g2} (5 A/div), corriente de salida i_{o3} (10 A/div), corriente de la FC i_{FC} (5 A/div), tensión del ASD v_{ASD} (10 V/div) con igual base de tiempo de 2 s.

través de i_{gref1} y i_{oref3} respectivamente. Cuando la carga decremента, la topología SPH se encuentra operando en el estado de carga del ASD. Durante este tercer estado, la SR mínima de la corriente de la FC y la tensión del bus dc v_o se encuentran limitadas y reguladas a través de i_{gref1} y i_{gref2} respectivamente. Entre los estados de carga y descarga del ASD sistema FC alcanza el estado estable.

El segundo experimento de esta subsección prueba el sistema híbrido FC ante variaciones periódicas de gran señal, lo cual produce ciclos repetitivos de carga y descarga del condensador. Se realiza una variación de carga desde $24.0\ \Omega$ a $3.2\ \Omega$, con una frecuencia de $0.5\ \text{Hz}$ y un ciclo de trabajo del 10% para obtener los resultados experimentales y de simulación de la Figura 4-8. En la simulación se emplea al modelo simplificado del convertidor buck-boost de la Figura 2-6(a). La potencia máxima de la FC es de $512\ \text{W}$, la cual se obtiene de la multiplicación de los parámetros V_{FCmin} e I_{max} . Las grandes variaciones de potencia pico presentes en la carga de $700\ \text{W}$ producen cargas y descargas del ASD. En la Figura 4-8 se puede observar que tanto la tensión del bus dc y la corriente de la FC están bien reguladas y limitadas respectivamente durante la realización de este exigente experimento. La figura muestra también una buena concordancia entre los resultados experimentales y de simulación.

4.4. Análisis teórico de eficiencias de las topologías FC híbridas

Para ilustrar la metodología utilizada en este estudio de comparación de eficiencias entre los diferentes sistemas FC híbridos, se utiliza el perfil de carga pulsante P_o de la Figura 4-9, con valor promedio constante P_{avg} . Este tipo de perfil de carga se emplea en sistemas de distribución debido a que reproduce transitorios en cargas periódicas, tanto en un entornos residenciales como industriales [32, 84, 85]. Similarmente, en [86, 87] se proponen perfiles pulsantes de carga en vehículos híbridos. Si se considera la dinámica del perfil de carga propuesto mucho mayor a la de la FC y el sistema se encuentra en régimen estacionario, es

decir, el ASD mantiene su energía al final de cada periodo T del perfil de carga, se obtiene:

$$\begin{aligned} \bar{P}_o &= P_{oavg} = \frac{1}{T} \int_0^T P_o(t) dt = P_{omax} D \\ \bar{P}_{FC} &= \frac{1}{T} \int_0^T P_{FC}(t) dt = P_{FCavg} \\ \bar{P}_{ASD} &= \frac{1}{T} \int_0^T P_{ASD}(t) dt = P_{ASD}^+ D - P_{ASD}^- D' = 0 \\ \therefore P_{ASD}^+ D &= P_{ASD}^- D', \end{aligned} \tag{4.3}$$

donde $D' = 1 - D$ es el ciclo de trabajo complementario en régimen estacionario.

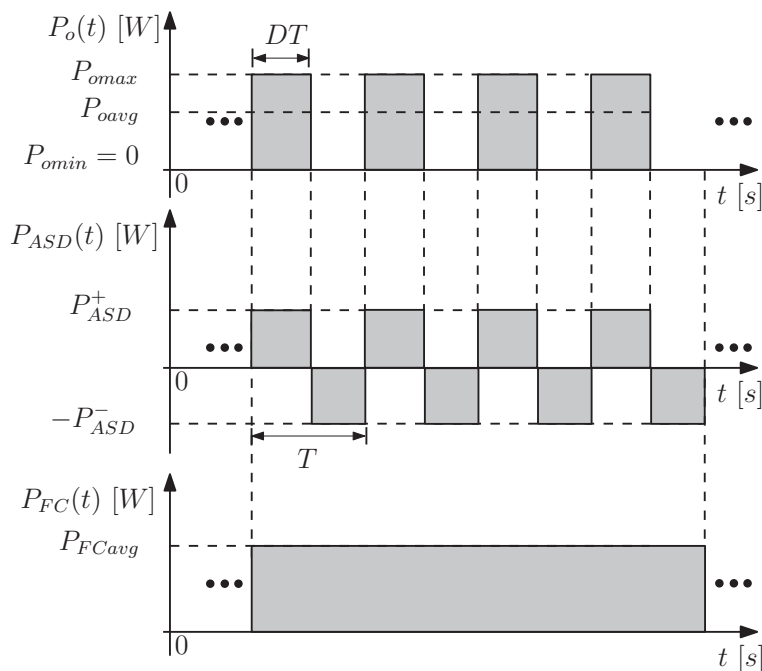


Figura 4-9: Perfiles de potencias $P_o(t)$, $P_{ASD}(t)$ y $P_{FC}(t)$ empleados para realizar la comparación de eficiencias entre las diferentes arquitecturas FC estudiadas.

A partir de estos perfiles de potencia definidos en la Figura 4-9, es posible obtener las siguientes expresiones necesarias para determinar las eficiencias η_S , η_P y η_{SP} de las

topologías híbridas FC estudiadas en este trabajo de investigación:

$$\eta_{S,P,SP} = \frac{\overline{P_o(t)}}{\overline{P_{FC}}} = \frac{P_{oavg}}{P_{FCavg}} \quad (4.4)$$

Adicionalmente, en [72] se define una variable adimensional llamada Grado de Hibridación (Degree of Hybridisation, DOH), el cual puede ser escrito como:

$$DOH = \frac{P_{omax} - P_{oavg}}{P_{omax}} = 1 - D = D' \quad (4.5)$$

4.4.1. Topología FC híbrida serie

En la topología FC híbrida serie de la Figura 4-10, con los perfiles de potencia $P_o(t)$, $P_{ASD}(t)$ y $P_{FC}(t)$ de la Figura 4-9, se asume que todos los convertidores presentan una eficiencia constante η , tal que $\eta \approx 1$. Adicionalmente, tanto el ASD como el condensador del bus dc C_o poseen unas eficiencias η_{ASD} y η_{C_o} iguales a 1, debido a que se supone que son condensadores ideales con ESRs iguales a cero ($R_{ASD} = R_o = 0$).

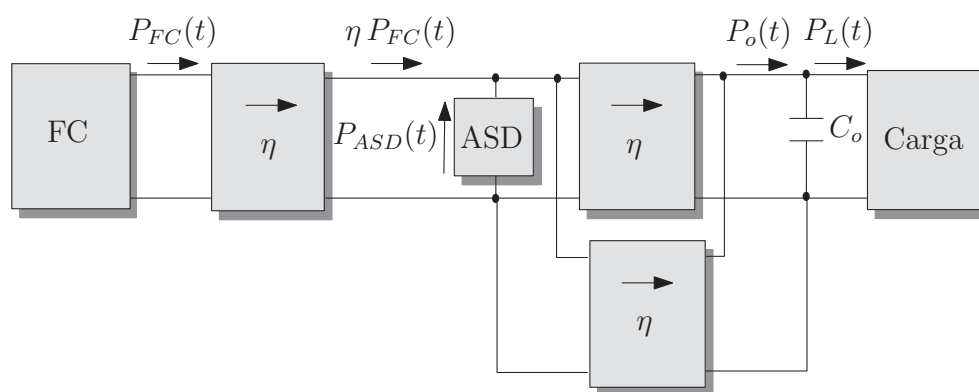


Figura 4-10: Topología híbrida serie empleada para determinar teóricamente su eficiencia.

La potencia instantánea $P_L(t)$ en la carga viene dada por:

$$P_L(t) = P_o(t) = \eta [\eta P_{FC}(t) + P_{ASD}(t)] \quad (4.6)$$

Realizando el valor promedio de la expresión anterior y teniendo en cuenta las consideraciones en (4.3), (4.4) y (4.5), se obtiene la eficiencia de la topología FC híbrida serie η_S

en términos de D y DOH :

$$\eta_S(D) = \eta_S(DOH) = \eta^2 \quad (4.7)$$

La expresión obtenida anteriormente muestra claramente que la eficiencia de la topología FC híbrida serie no depende del ciclo de trabajo de la carga, ni de la potencia intercambiada por el ASD.

4.4.2. Topología FC híbrida paralelo carga

Similarmente a la subsección 4.4.1, se estudia la topología FC híbrida paralelo carga de la Figura 4-11. Adicionalmente a las consideraciones anteriormente realizadas en dicha subsección, es necesario establecer los perfiles de potencia adicionales $P_{ASDD}(t)$ y $P_{ASDC}(t)$, los cuales están de acuerdo a la hipótesis de máxima eficiencia del sistema η_P , es decir, se encuentran operando dos convertidores simultáneamente en todo el sistema, tanto para la carga como para la descarga del ASD. Estos perfiles de potencia se muestran en la Figura 4-12.

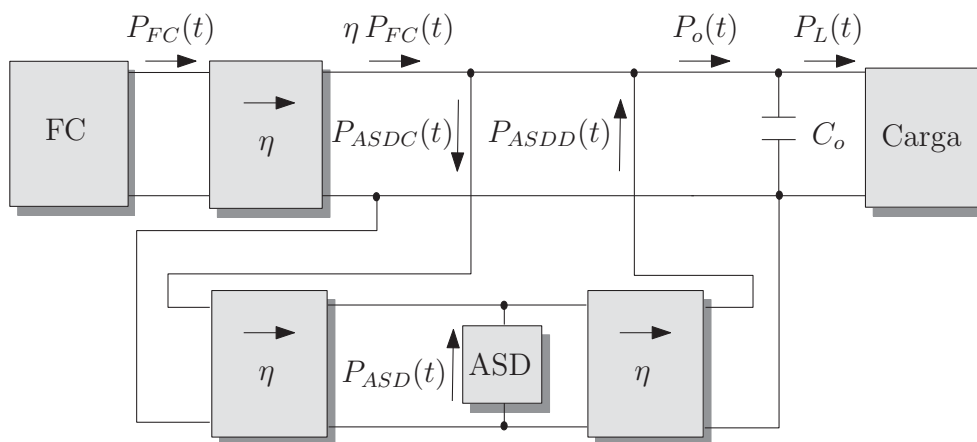


Figura 4-11: Topología híbrida paralelo carga empleada para determinar teóricamente su eficiencia.

Las potencias instantáneas analizadas en este sistema FC híbrido, vienen dada por:

$$P_L(t) = P_o(t) = \eta P_{FC}(t) + P_{ASDD}(t) - P_{ASDC}(t) \quad (4.8)$$

$$\eta [\eta P_{ASDC}(t) + P_{ASD}(t)] = P_{ASDD}(t)$$

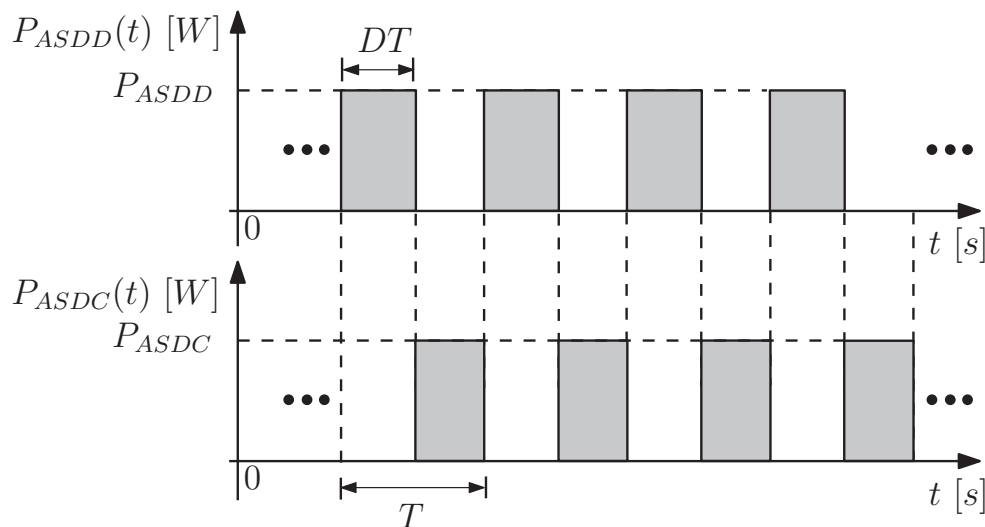


Figura 4-12: Perfiles de potencias $P_{ASDD}(t)$ y $P_{ASDC}(t)$ que corresponden a las potencias instantáneas de carga y descarga respectivamente.

A partir de (4.8), en conjunto con las expresiones obtenidas en (4.3) y los perfiles de potencia de las Figuras 4-9, 4-12, es posible determinar el siguiente sistema de ecuaciones linealmente independiente a partir de los intervalos de carga y descarga del ASD:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{omax} = \eta P_{FCavg} + P_{ASDD} \\ \eta P_{ASD}^+ = P_{ASDD} \\ 0 = \eta P_{FCavg} - P_{ASDC} \\ \eta P_{ASDC} - P_{ASD}^- = 0 \\ P_{ASD}^+ D = P_{ASD}^- D' \end{array} \right. \quad (4.9)$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones anterior para P_{omax} y aplicando las definiciones

de las expresiones (4.4) y (4.5), se obtiene la eficiencia de la topología FC híbrida paralelo carga η_P en términos de D y DOH :

$$\eta_P(D) = \eta^3 + (\eta - \eta^3) D \tag{4.10}$$

$$\eta_P(DOH) = \eta + (\eta^3 - \eta) DOH$$

Como puede observarse en la expresión anteriormente obtenida, la eficiencia de la topología híbrida paralelo carga η_P depende linealmente tanto del ciclo de trabajo D de la carga como del grado de hibridación DOH .

4.4.3. Topología FC híbrida serie-paralelo

Similarmente a las subsecciones 4.4.1 y 4.4.2, se realiza un análisis de la topología FC híbrida serie-paralelo de la Figura 4-13. Adicionalmente a las consideraciones anteriormente realizadas en estas subsecciones, es necesario establecer el perfil de potencia adicional $P_{FCL}(t)$, el cual está sujeto a la hipótesis de máxima eficiencia del sistema η_{SP} de la Figura 4-12, es decir, se encuentran operando dos convertidores simultáneamente en todo el sistema, tanto para el estado de carga como para el de descarga del ASD.

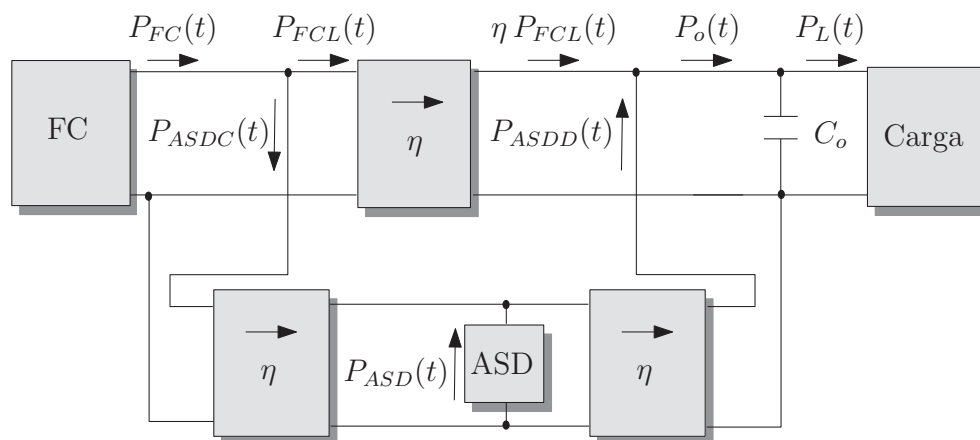


Figura 4-13: Topología híbrida serie-paralelo carga empleada para determinar teóricamente su eficiencia.

Las potencias instantáneas analizadas en este sistema FC híbrido, vienen dada por:

$$P_L(t) = P_o(t) = \eta P_{FCL}(t) + P_{ASDD}(t)$$

$$P_{FC}(t) = P_{FCL}(t) + P_{ASDC}(t) \quad (4.11)$$

$$\eta [\eta P_{ASDC}(t) + P_{ASD}(t)] = P_{ASDD}(t)$$

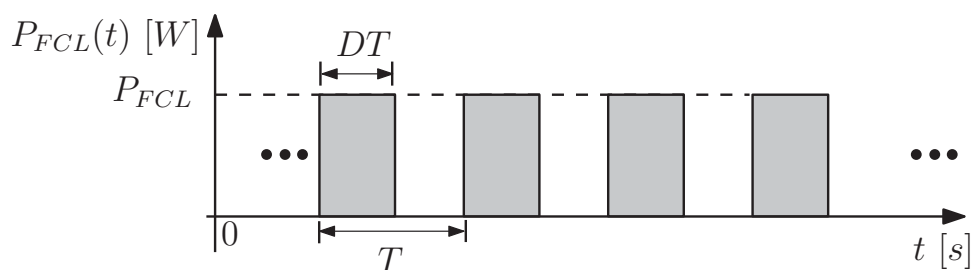


Figura 4-14: Perfil de potencia $P_{FCL}(t)$ que corresponde al convertidor que se encuentra entre la FC y el bus dc en la topología serie-paralelo.

A partir de (4.11), en conjunto con las expresiones obtenidas en (4.3) y los perfiles de potencia de las Figuras 4-9, 4-12 y 4-14, es posible determinar el siguiente sistema de ecuaciones linealmente independiente a partir de los intervalos de carga y descarga del ASD:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{omax} = \eta P_{FCL} + P_{ASDD} \\ P_{FCavg} = P_{FCL} \\ \eta P_{ASD}^+ = P_{ASDD} \\ P_{FCavg} = P_{ASDC} \\ \eta P_{ASDC} - P_{ASD}^- = 0 \\ P_{ASD}^+ D = P_{ASD}^- D' \end{array} \right. \quad (4.12)$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones anterior para P_{omax} y aplicando las definiciones

de las expresiones (4.4) y (4.5), se obtiene la eficiencia de la topología FC híbrida serie-paralelo η_{SP} en términos de D y DOH :

$$\eta_{SP}(D) = \eta [\eta + (1 - \eta) D] \quad (4.13)$$

$$\eta_{SP}(DOH) = \eta [1 - (1 - \eta) DOH]$$

De forma similar a la expresión (4.10) de la subsección anterior, la eficiencia de la topología híbrida serie-paralelo η_{SP} depende linealmente tanto del ciclo de trabajo D de la carga como del grado de hibridación DOH .

4.4.4. Comparativa de eficiencias

En esta sección se realiza un desarrollo teórico para obtener sus funciones que corresponden a las ecuaciones (4.7), (4.10) y (4.13) en términos del ciclo de trabajo D , es decir, con diferentes componentes ac y dc, tal como se muestran en la Figura 4-15. En esta Figura, $D = 0$ equivale a un perfil de carga completamente ac y $D = 1$ equivale a un perfil de carga constante (dc). Dicho análisis teórico contrasta con [26], donde se obtienen mediante simulación en Matlab/Simulink las gráficas de las eficiencias de las diferentes topologías híbridas FC estudiadas en esta tesis. Adicionalmente, en todos los análisis teóricos realizados en esta sección se han asumido las mismas hipótesis, las cuales serán explicadas claramente.

Como puede observarse al confrontar las eficiencias teóricas de las tres topologías consideradas en este estudio, se presenta un amplio rango de condiciones tanto ac como dc, las cuales corresponden a ciclos de trabajos bajos y altos respectivamente. La topología serie es mayor en eficiencia que la topología paralelo carga para ciclos de trabajo comprendidos entre $0 \leq D < \frac{\eta}{\eta+1}$, mientras que esta última es superior a la serie para $\frac{\eta}{\eta+1} < D \leq 1$, donde $\frac{\eta}{\eta+1} \simeq 0.5$, $\eta \simeq 1$. La topología serie-paralelo presenta una eficiencia mayor a las otras topologías estudiadas, independientemente del ciclo de trabajo aplicado en el perfil de carga pulsante. Esta característica la hace ideal en perfiles de carga desconocidos.

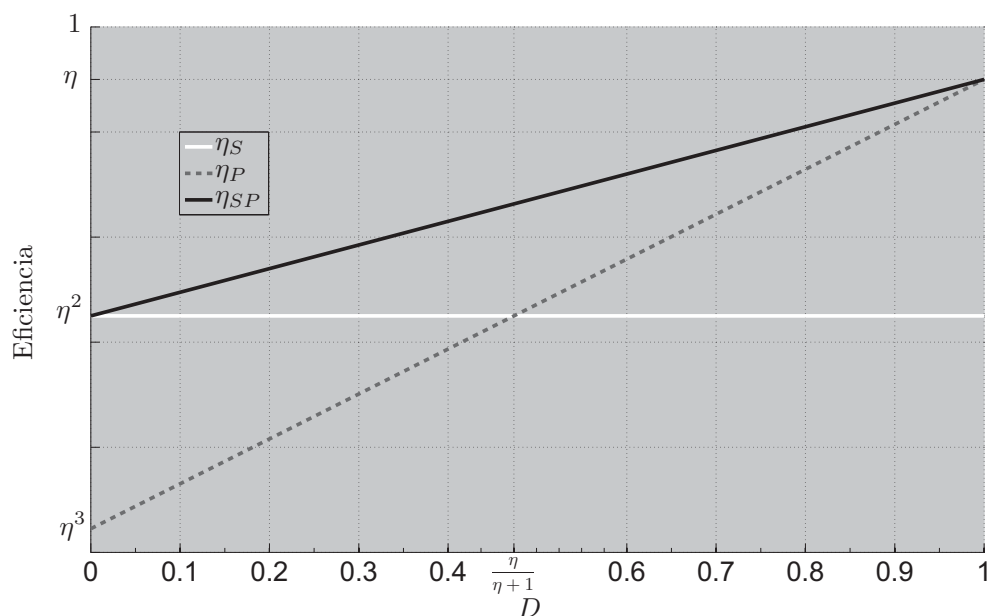


Figura 4-15: Eficiencias teóricas de las topologías híbridas FC serie, paralelo carga y serie-paralelo, las cuales corresponden a η_S , η_P y η_{SP} .

4.5. Comparativa experimental de eficiencias entre las topologías FC híbridas

Las eficiencias teóricas obtenidas en las expresiones (4.7), (4.10) y (4.13), las cuales se encuentran representadas en la Figura 4-15, muestran una tendencia para realizar un análisis experimental a posteriori, donde es necesario tener en cuenta las siguientes consideraciones que causarán diferencias importantes con respecto al desarrollo teórico realizado:

- **Rendimiento variable.** La eficiencia de cada convertidor realmente depende de su punto de trabajo, es decir, $\eta = f(V_o, V_g, P_o(t), \dots)$, tal como se muestra en [3] y [4].
- **Inestabilidad en la tensión del bus dc.** En la subsección 4.2, donde se presenta la topología FC PH, se ha garantizado regulación en el lazo de v_o a expensas de disminuir la eficiencia del sistema ($I_{min} > 0$).
- **Carga mínima mayor a cero.** Se establece experimentalmente en todos los perfiles

de carga pulsante una potencia mínima $P_{omin} > 0$ (Figura 4-12), con la finalidad de evitar saturaciones e inestabilidades en alguno de los lazos que regulan v_o .

- **Efectos parásitos asociados.** La resistencia de los diferentes conectores y cables del sistema es comparable con las ESRs tanto del ASD como del bus dc ($R_{ASD} > 0$ y $R_o > 0$).

Las consideraciones anteriormente mencionadas dificultan un análisis matemático de las eficiencias de las diferentes topologías FC híbridas estudiadas, ya que no solamente dependen del ciclo de trabajo D aplicado en el perfil de carga, sino que también dependen de las variables V_{FC} , V_{ASD} , V_o , P_{omin} , entre otras. Con la finalidad de realizar una comparativa en igualdad de condiciones entre los diferentes sistemas híbridos FC, se han utilizado la misma cantidad de convertidores modulares buck-boost y especificaciones enumeradas en la Tabla 2.1. Para obtener las correspondientes eficiencias experimentales en esta subsección, se emplea el analizador de potencia Voltech PM6000 con resistores shunt de precisión calibrados para medir las corrientes i_{FC} e i_L . En la Figuras 4-16 y 4-17 se muestran las eficiencias de los sistemas híbridos FC en función de la potencia promedio P_{avg} , mientras que en las Figuras 4-18, 4-19 y 4-20 se presentan dichos rendimientos en función del ciclo de trabajo D .

4.5.1. Perfiles de carga constante

En contraste con las eficiencias teóricas obtenidas para las topologías híbridas FC estudiadas en esta tesis, que corresponden a $\eta_S = \eta^2$ y $\eta_P = \eta_{SP} = \eta$, para $D = 1$ en la Figura 4-15, se presentan diferencias entre las eficiencias de los sistemas FC PH y SPH de la Figura 4-16, debido a que se requiere de $I_{min} > 0$ en el sistema FC PH para poder obtener regulación en el lazo de v_o , a expensas de incrementar sus pérdidas. Durante todo el conjunto de medidas de eficiencias realizadas en esta subsección la tensión del ASD v_{ASD} es constante e igual a su valor de referencia $V_{ASDref} = 50.0\text{ V}$.

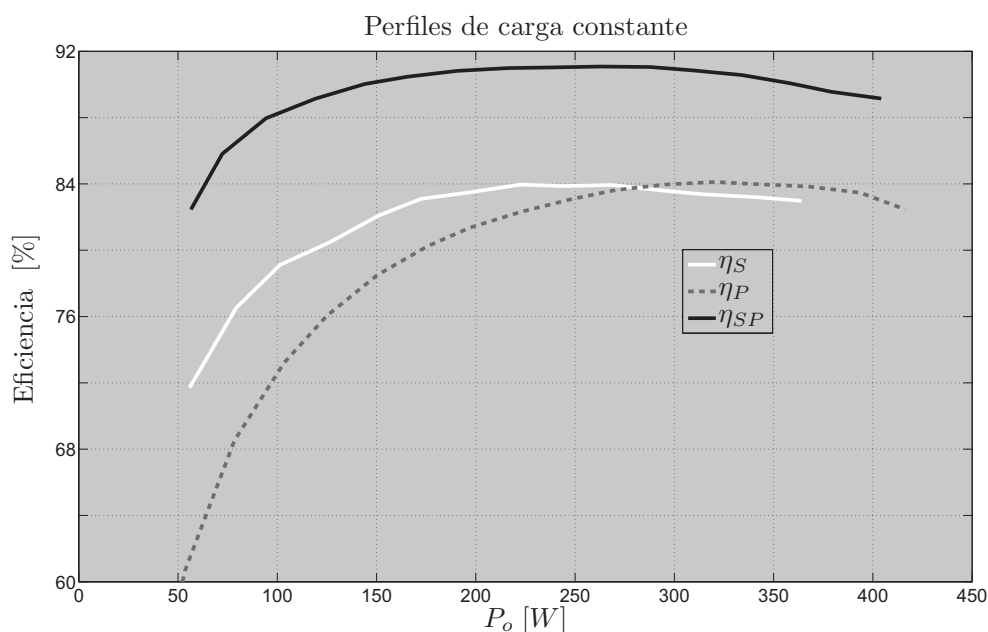


Figura 4-16: Eficiencias de las topologías híbridas FC serie, paralelo carga y serie-paralelo para perfiles de carga constante $P_o(t) = P_{oavg}$.

4.5.2. Perfiles de carga con ciclo de trabajo constante

A diferencia del perfil de carga teórico de la Figura 4-9, se define $P_{omin} > 0$ en cada uno de los perfiles de carga, con una frecuencia $f = 100$ Hz y un ciclo de trabajo $D = 0.3$, tal que los diferentes sistemas FC se encuentren en estado estacionario y se eviten saturaciones e inestabilidades en alguno de los lazos que regulan v_o . En la Figura 4-17 se puede observar claramente que $\eta_P < \eta_S < \eta_{SP}$, lo cual concuerda con las eficiencias teóricas de la Figura 4-15 para ciclos de trabajo comprendidos entre $0 < D < \frac{\eta}{\eta+1}$.

4.5.3. Perfiles de carga que ocasionan diferentes rizados en v_{ASD}

Existen notables diferencias entre el desarrollo teórico de la Figura 4-15 y los resultados experimentales obtenidos en la Figura 4-18, donde todos los convertidores conectados entre el ASD y el bus dc presentan un rendimiento máximo en las diferentes topologías híbridas FC, debido a su cercanía de operación a la zona buck-boost ($v_{ASD} = V_{ASDref}$ y $v_o = V_{oref}$), tal como se menciona en [3]. Estas diferencias son debidas principalmente a que $P_{omin} > 0$,

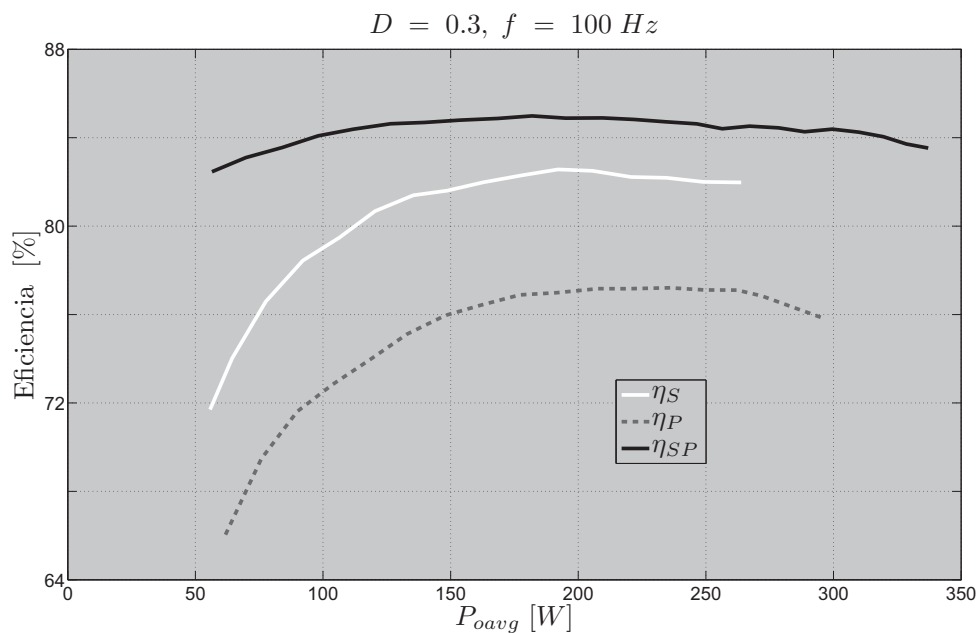


Figura 4-17: Eficiencias de las diferentes topologías híbridas FC para perfiles de carga P_o con ciclo de trabajo $D = 0.3$ y una frecuencia de $f = 1/T = 100$ Hz.

$$I_{min} > 0 \text{ y } R_o > 0.$$

En todas las medidas de eficiencia realizadas en esta subsección se puede observar que la topología FC SPH presenta una eficiencia mayor con respecto a las otras topologías estudiadas (SH y PH), independientemente del ciclo de trabajo y frecuencia aplicada en los perfiles de carga utilizados. Dependiendo de la frecuencia utilizada para los diferentes perfiles de carga $P_o(t)$, se obtiene que $\eta_S > \eta_P$ para ciclos de trabajo D menores al 80, 70 y 50 %, con sus respectivas frecuencias f iguales a 100 (Figura 4-18), 5 (Figura 4-19) y 0.5 Hz (Figura 4-20), respectivamente. Las diferencias existentes entre las diferentes Figuras se debe principalmente al rango de tensiones del ASD y que $R_{ASD} > 0$. En la medida en que la frecuencia sea mas baja, es más comparable la dinámica de los perfiles de carga con la dinámica de los lazos que regulan v_{ASD} y, por lo tanto, se produce un mayor rizado en esta tensión, alejando considerablemente de la zona de operación buck-boost a los convertidores conectados entre el ASD y el bus dc, lo cual es menos eficiente.

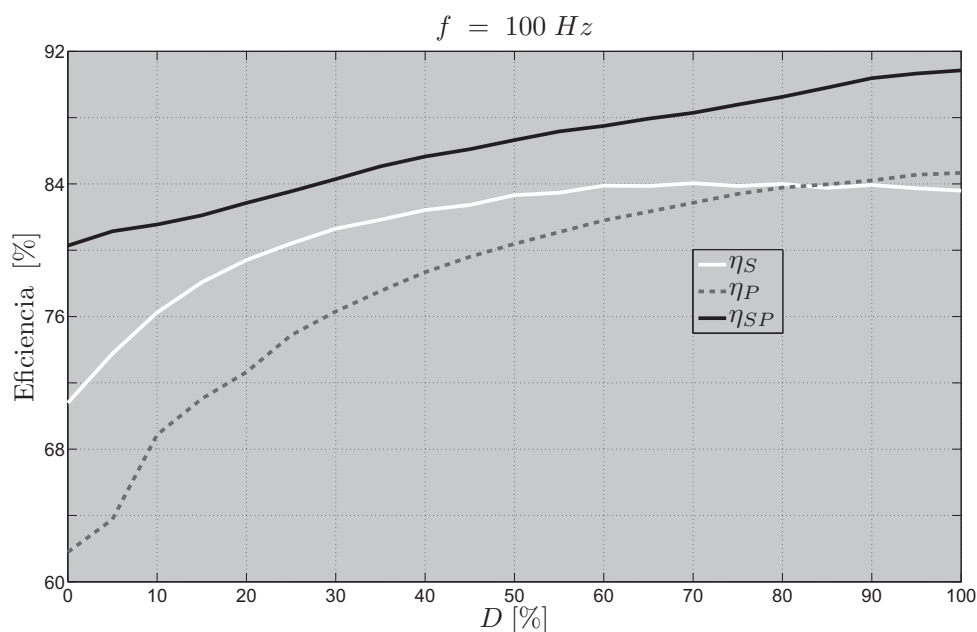


Figura 4-18: Eficiencias de las topologías híbridas FC estudiadas en esta tesis para perfiles de carga con ciclo de trabajo D variable y una frecuencia constante de $f = 100$ Hz.

4.6. Conclusiones

En este capítulo se ha presentado una topología PH, la cual ha sido simulada e implementada en un bus dc de 48 V, 1200 W, donde el algoritmo de gestión de energía de esta sistema FC ha sido realizado en el DSC TMS320F28335. Se ha abordado y tratado el problema de inestabilidad existente en el lazo de la tensión del bus de salida, donde se obtuvo regulación a expensas de disminuir la eficiencia del sistema FC. Para incrementar esta eficiencia, se requiere de un convertidor modular bidireccional buck-boost para así evitar la saturación en los controladores análogos de corriente por cruce por cero en futuros estudios. Los resultados tanto de simulación como experimentales muestran un comportamiento deseado del sistema ante transitorios en la carga de corta y larga duración. Adicionalmente, se ha elaborado un análisis comparativo tanto teórico como experimental de eficiencias entre las diferentes topologías FC estudiadas en esta tesis, donde se demuestra que el sistema FC SPH es el más eficiente, independientemente del perfil de carga aplicado.

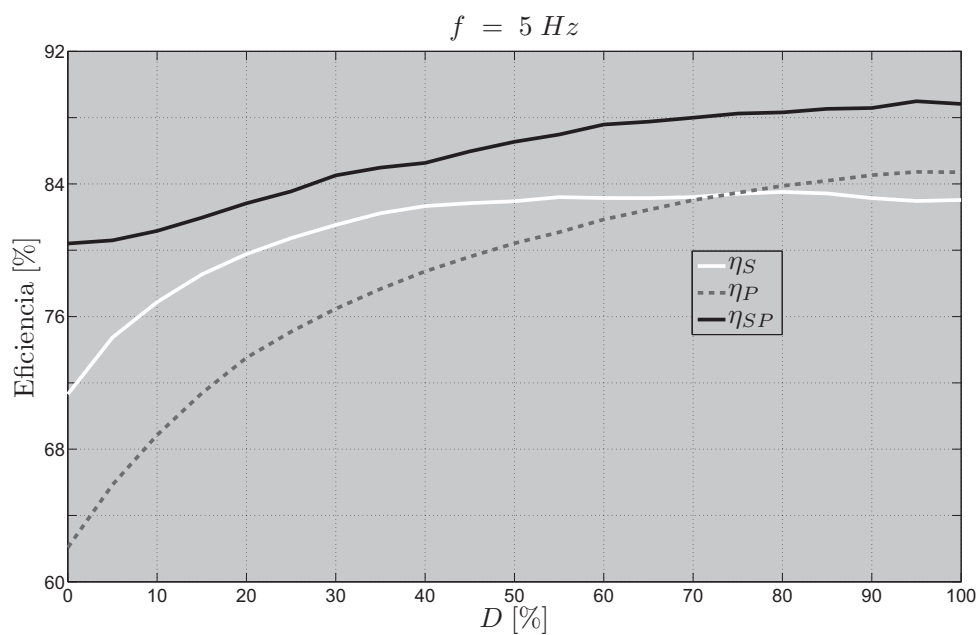


Figura 4-19: Eficiencias de las topologías híbridas FC para perfiles de potencia con ciclo de trabajo D variable y una frecuencia constante de $f = 5 \text{ Hz}$.

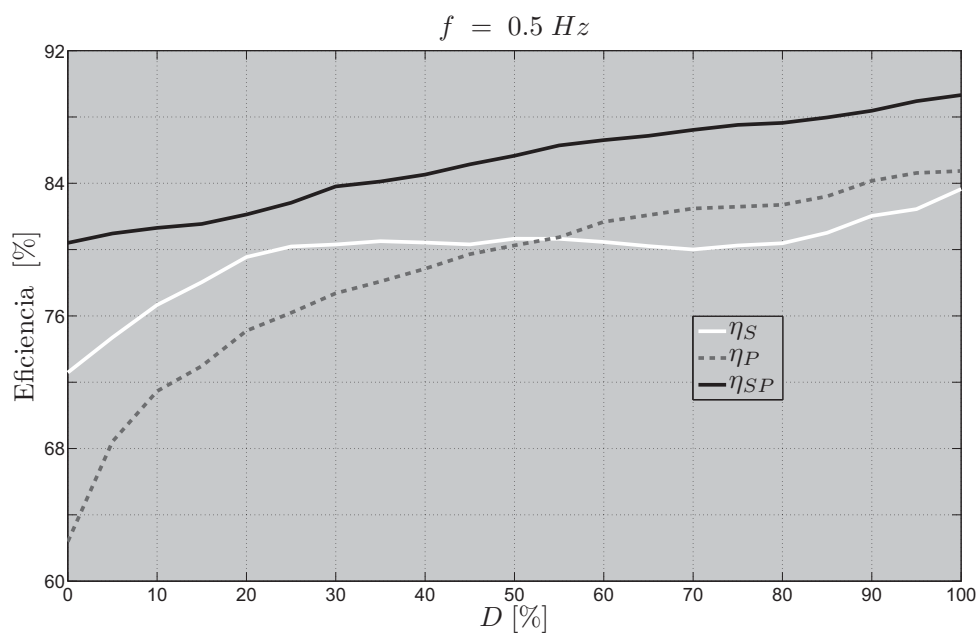


Figura 4-20: Eficiencias de las topologías híbridas FC para perfiles de potencia con ciclo de trabajo D variable y una frecuencia constante de $f = 0.5 \text{ Hz}$.

Capítulo 5

Conclusiones de la tesis y futuras líneas de investigación

En este último capítulo se expondrán los principales resultados obtenidos durante el desarrollo de la tesis y el direccionamiento de futuras líneas de investigación.

5.1. Contribuciones de la Tesis

La principal contribución de esta tesis consiste en que se han diseñado tres topologías híbridas FC (SH, SPH y PH), junto a sus correspondientes controles maestros digitales y la misma cantidad de componentes (una PEMFC, un ASD y tres convertidores dc-dc controlados por corriente), se han simulado y validado experimentalmente en un bus dc de 48 V y 1200-1500 W. En todas las pruebas hubo una buena concordancia entre la simulación y los resultados experimentales: arranque y parada, transitorios periódicos de carga de alta y baja frecuencia, circuito abierto, cortocircuito y transitorios de sobrecarga. Adicionalmente, se ha elaborado un análisis comparativo tanto teórico como experimental de eficiencias entre las diferentes topologías FC estudiadas en esta tesis, donde se demuestran las ventajas y desventajas de las diferentes topologías según el perfil de carga aplicado.

Se presenta por primera vez un convertidor buck-boost modular en la topología para la cual ha sido diseñado (SPH). Este convertidor puede ser ubicado en cualquier posición en los diferentes sistemas FC contemplados en esta tesis, reduciéndose de esta forma costos,

tiempo de desarrollo y simplicidad en las tareas diseño del control. El convertidor modular propuesto posee dos diferentes modelos que dependen de la escala de tiempo requerida: un modelo dinámico y estático que permiten el estudio de transitorios de corta duración y de gran señal, respectivamente. Estos modelos permiten realizar simulaciones con paso de integración y tiempo computacional razonables.

Ante la necesidad de eliminar transitorios indeseables presentes en las tensiones y corrientes durante el arranque en los diferentes sistemas híbridos FC estudiados en esta tesis, se ha diseñado e implementado una red de arranque suave para los convertidores modulares buck-boost utilizados en dichas topologías. Esta arquitectura evita que se presenten transitorios indeseables que puedan superar la tensión máxima de los diferentes elementos del convertidor propuesto en sus tres modos de operación: buck, buck-boost y boost, donde este último modo es su modo más crítico de operación.

Los resultados experimentales obtenidos con el equivalente de Thévenin de la FC utilizado lo validan como un modelo simplificado y aceptable de pila de combustible. Las diferencias existentes entre las corrientes del emulador y la FC Nexa se deben principalmente al ruido introducido por el compresor de aire y el motor de enfriamiento, los cuales no han sido tenidos en cuenta en las simulaciones realizadas en esta tesis.

5.2. Futuras líneas de investigación

En las diferentes topologías híbridas PEMFC estudiadas en este trabajo de investigación, se han establecido constantes las especificaciones tanto de pendiente máxima (SR_{FCu}) como mínima en la corriente de la FC (SR_{FCd}) considerando el peor de los casos en el que ocurre el fenómeno no deseado del agotamiento del oxígeno, el cual es peligroso para la FC y ha sido abordado en los Capítulos 2 y 3. Estas pendientes se encuentran relacionadas estrechamente con el tamaño del ASD, tal como se muestra en la secciones 2.3.1 y 2.3.2. Como consecuencia de esta consideración de seguridad se obtiene un ASD sobredimensionado y costoso. En [73] se presenta un emulador en tiempo real de una PEMFC implementado a través de una fuente de potencia controlada a través del toolbox real-time de MATLAB. Este emulador reproduce tanto el comportamiento estático como dinámico de la FC y entre

sus principales características se encuentran estimar el factor de exceso de oxígeno λ_{O_2} y su segura interacción con cargas electrónicas tales como convertidores conmutados dc-dc. Estas características permiten proponer como futura línea de investigación la reducción del tamaño del ASD mediante un análisis tanto de simulación como experimental de la interconexión del dispositivo monitor del λ_{O_2} y las diferentes arquitecturas FC abordadas para diferentes perfiles de carga.

Con respecto al trabajo en sistemas híbridos FC se presentan 3 diferentes líneas de continuación, donde algunas de las cuales se encuentran actualmente en curso:

- Diseño e implementación de un convertidor buck-boost modular bidireccional y su respectivo control de corriente digital con similares características, las cuales se encuentran enunciadas en la sección 3.2, al convertidor unidireccional propuesto en esta tesis.
- Mejora del rendimiento de la topología FC PH propuesta en el Capítulo 4 a partir del empleo de un convertidor modular buck-boost bidireccional en lugar del uso de dos convertidores buck-boost unidireccionales conectados en antiparalelo, reduciéndose de esta manera la cantidad de componentes del sistema. Su correcto funcionamiento será validado previamente mediante simulaciones y resultados experimentales en situaciones tales como arranque y parada, operación ante transitorios de carga, y protección del sistema.
- Implementar un sistema híbrido FC reconfigurable a partir de la comparativa de eficiencias realizada en el Capítulo 4, donde se muestra las ventajas y desventajas de las diferentes topologías ante diferentes perfiles de carga aplicados.

Apéndice A

Sistemas de arranque para un convertidor buck-boost en un bus dc

A.1. Resumen

Ante la necesidad de eliminar transitorios indeseables presentes en las tensiones y corrientes durante el arranque en los diferentes sistemas híbridos FC estudiados en esta tesis, se ha diseñado un circuito de arranque suave para los convertidores modulares buck-boost empleados en dichas topologías. Este circuito posee una protección de sobretensión que actúa sobre las señales del PWM y las consignas de los lazos de corriente. En este apéndice se comprueba experimentalmente su correcto funcionamiento.

A.2. Introducción

Los sistemas FC presentan alta eficiencia, incluso a carga parcial y se caracterizan por su generación eléctrica limpia. Estos sistemas requieren de un convertidor dc-dc controlado en corriente para evitar los cambios rápidos que puedan disminuir su vida útil [4, 39]. Estos sistemas poseen un dispositivo de almacenamiento auxiliar ASD que les proporciona un mayor rango de potencia ante variaciones presentes en la carga. Adicionalmente se requiere de un control en la tensión del bus dc a través del mismo u otro convertidor dc-dc, dependiendo de la arquitectura híbrida FC estudiada. Estas arquitecturas reciben el nombre de

Serie (SH), Paralelo Carga (PH) y Serie-Paralelo (SPH) [26]. Adicionalmente, estos sistemas FC requieren de un control maestro que cumpla con los siguientes objetivos: limitación en la pendiente (SR) de la FC, rango de tensiones de protección para la FC y el ASD, regulación de la tensión del bus dc en 48 V, limitación de la corriente máxima de cada convertidor y asegurar un arranque y parada seguro del sistema. Convertidores tales como el boost, de medio puente y de puente completo [88–90] tienen inconvenientes debido a la corriente de inrush, la cual equivale a varias veces la corriente de entrada en estado estable, que satura sus inductores de entrada. Si a este convertidor no se le conectara carga, su voltaje se incrementaría continuamente y podría averiar ciertos componentes. Por otra parte, los rizados presentes en su corriente son tan grandes que podrían deteriorar la FC. Como solución a este problema se emplea un convertidor adicional durante su arranque.

En [3, 4, 47] se presenta un convertidor buck-boost no inversor de inductores acoplados, el cual tiene una mayor eficiencia al permitir que sus tensiones tanto de entrada como de salida sean cercanas. Adicionalmente, este convertidor posee un amplio ancho de banda que le permite responder ante variaciones rápidas de tensiones y/o corrientes. A través del acople magnético entre los inductores [91], combinado con el uso de redes de amortiguamiento [92, 93], es posible el diseño de un convertidor con altas prestaciones [94, 95].

La organización de este apéndice se realiza de la siguiente manera: en la sección A.3 se presenta el convertidor modular empleado en las diferentes arquitecturas PEMFC estudiadas en esta tesis. Posteriormente, se describe el problema existente al arrancar este convertidor en modo boost en la sección A.4, cuya solución se plantea a través de la red de arranque suave propuesta en este apartado y se muestra su correcto funcionamiento en la sección A.5. Finalmente, las principales conclusiones se encuentran resumidas en la sección A.6.

A.3. Convertidor modular buck-boost propuesto

El convertidor modular empleado en este trabajo de investigación se muestra en la Figura A-1, el cual es un modelo dinámico que permite el estudio durante transiciones de corta duración. Dicho convertidor combina una etapa boost en cascada con una etapa buck, con un acoplo magnético entre los inductores de entrada y de salida. Un estudio detallado del

modelo matemático, valores de sus componentes y sus principales características se presenta en [4]. Entre sus características ventajosas se incluyen la alta eficiencia de conversión de potencia, un amplio ancho de banda, la posibilidad de controlar tanto sus tensiones como corrientes de entrada como de salida, y realizar transiciones rápidas y suaves una vez ha cambiado el objetivo de controlar la corriente de entrada a controlar la corriente de salida y viceversa [47]. Tanto en la entrada como salida de este convertidor ha sido agregado un condensador de película C_F de $22 \mu\text{F}$ 100 V, con la finalidad de evitar la propagación de componentes de alta frecuencia de la corriente a través del cableado y así reducir los problemas relacionados con EMCs.

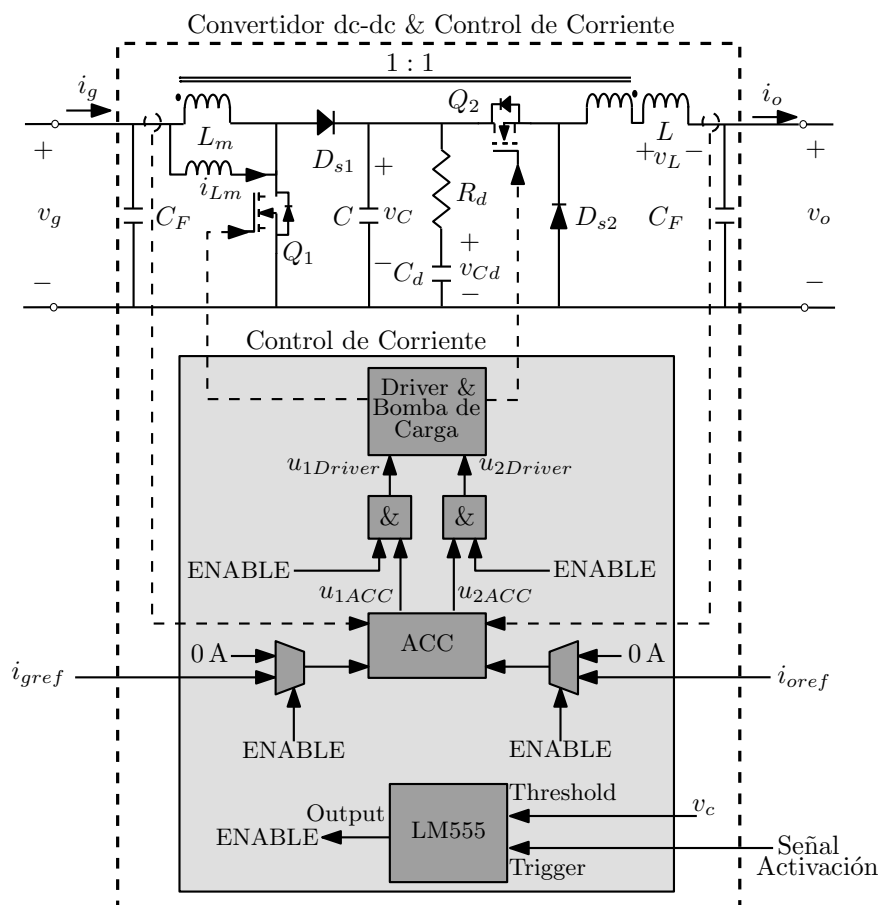


Figura A-1: Modelo dinámico del convertidor modular buck-boost empleado en este trabajo de investigación junto a su respectiva red de arranque propuesta.

A.4. Red de arranque propuesta

El convertidor propuesto en la Figura A-1 puede arrancar en tres diferentes modos dependiendo de la tensiones que se presenten en su entrada y salida: modo buck ($v_g > v_o$), modo buck-boost ($v_g \approx v_o$) y modo boost ($v_g < v_o$). Esto depende del punto de operación en el que se encuentre el sistema FC. El modo más crítico de operación ocurre cuando el convertidor trabaja en modo boost, es decir, cuando conmuta el MOSFET de canal N Q_1 , ya que se requiere que se encuentre lo suficientemente cargado el condensador de bootstrap para que conduzca continuamente el MOSFET de la etapa buck Q_2 .

Como una solución a este problema se presenta en [3] un cambio en el circuito del bootstrap del driver integrado IR2110, el cual permite refrescar la carga de su condensador. Dicha solución consiste en una topología de bomba de carga modificada, pero continua siendo insuficiente ante ciclos de trabajo muy elevados o muy bajos de boost. Adicionalmente, en [96] se propone el uso de una señal de reloj externo, con un ciclo de trabajo fijo de ajuste empírico.

Experimentalmente se ha demostrado que se requiere del paso previo de varios periodos de la señal de reloj externo hacia la bomba de carga antes que cualquier consigna de corriente de entrada o de salida (i_{gref} e i_{oref}) hacia el control modo corriente promedio (ACC), las cuales inicialmente deben ser iguales a cero, y también antes de cualquier pulso de boost y de buck proveniente del ACC (u_{1ACC} y u_{2ACC}) hacia el driver ($u_{1Driver}$ y $u_{2Driver}$), es decir los MOSFETs Q_1 y Q_2 se deben encontrar inicialmente desactivados. De esta forma se eliminan transitorios indeseables presentes en la tensión intermedia v_c y en sus corrientes de entrada y de salida (i_g e i_o). Para lograr esto se ha diseñado una red de arranque adicional al ACC tal como se puede observar en la Figura A-1. Esta red permite el paso de por lo menos diez periodos de la señal de reloj externo (0.1 ms), lo cual se logra mediante una combinación de elementos RC conectada al Trigger (Señal de Activación) del integrado LM555, antes del cambio de las consignas de corriente del ACC de 0 A a i_{gref} e i_{oref} a través de los multiplexores. Los pulsos de boost y de buck entrantes al driver IR2120 son activados a partir de compuertas lógicas AND. La tensión intermedia v_c debe ser inferior a 80 V, valor que se obtiene ajustando el divisor de tensión existente en el Threshold del

integrado LM555, donde en Output (ENABLE) se encuentra un LED encargado de mostrar el correcto arranque del convertidor al encenderse. La Señal de Activación proviene de un sistema de control maestro encargado de regular las tensiones y corrientes en la FC, en el ASD y en el bus dc.

A.5. Resultados experimentales

En esta sección se muestra la correspondiente respuesta experimental del arranque del convertidor modular buck-boost en lazo cerrado, operando en modo boost con $V_g = 19.40$ V y $V_o = 40.20$ V, en los siguientes casos: sin retraso en las consignas de corriente, sin señal de reloj externo y con la red de arranque propuesta que corresponden a las subsecciones A.5.1, A.5.2 y A.5.3, respectivamente. Los valores medios de las corrientes de corriente de entrada i_g y de salida i_o equivalen a 3.20 A y 1.4 A, respectivamente. Adicionalmente, se muestra en la subsección A.5.4 el arranque del convertidor en modo buck, con $V_g = 38.40$ V y $V_o = 20.83$ V, con valores medios de corriente de entrada i_g y de salida i_o correspondientes a 1.89 A y 3.17 A, respectivamente.

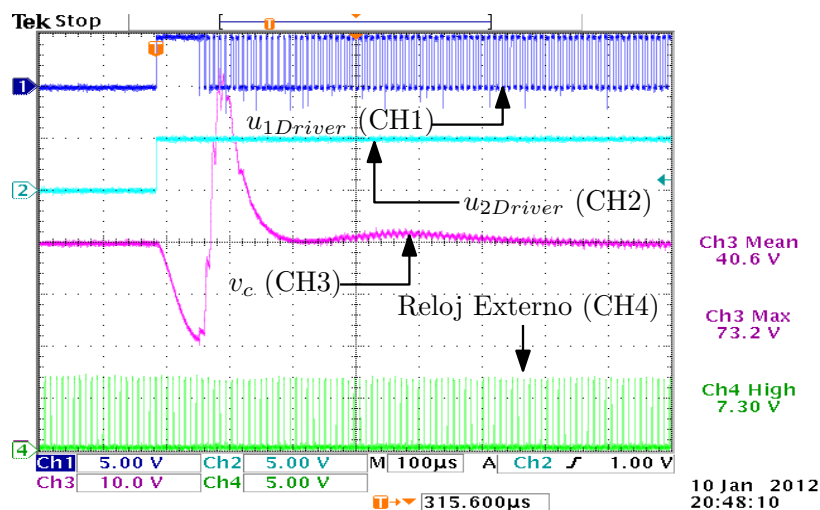


Figura A-2: Medidas experimentales del arranque del convertidor modular en modo boost sin retraso en sus consignas de corriente. CH1: Pulsos de boost en el driver $u_{1Driver}$ (5 V/div), CH2: Pulsos de buck en el driver $u_{2Driver}$ (5 V/div), CH3: Tensión del condensador intermedio v_c (10 V/div), CH4: Señal de Reloj Externo (5 V/div), con una base de tiempo de $100 \mu s$.

A.5.1. Arranque sin retraso en las consignas de corriente

Como puede observarse en la Figura A-2, se presenta un transitorio indeseable en la tensión intermedia v_c , con un valor máximo de 73.2 V, debido a la saturación inicial existente en el ACC.

A.5.2. Arranque sin señal de reloj externo

En la Figura A-3 se observa que la protección de la red de arranque propuesta en la Figura A-1 funciona correctamente. Esto se debe a que v_c presenta un valor máximo de 88 V que no sobrepasa la tensión la tensión máxima nominal de los componentes del convertidor buck-boost (100 V). La señal ENABLE es la encargada de permitir el paso o bloqueo de los pulsos de boost o buck provenientes del ACC (u_{1ACC} y u_{2ACC}) al activar o desactivar las compuertas lógicas AND existentes en dicha red de arranque.

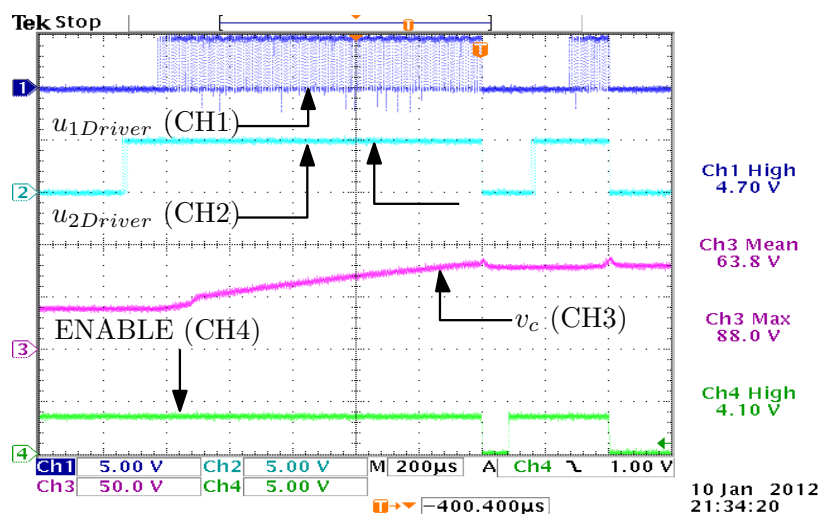
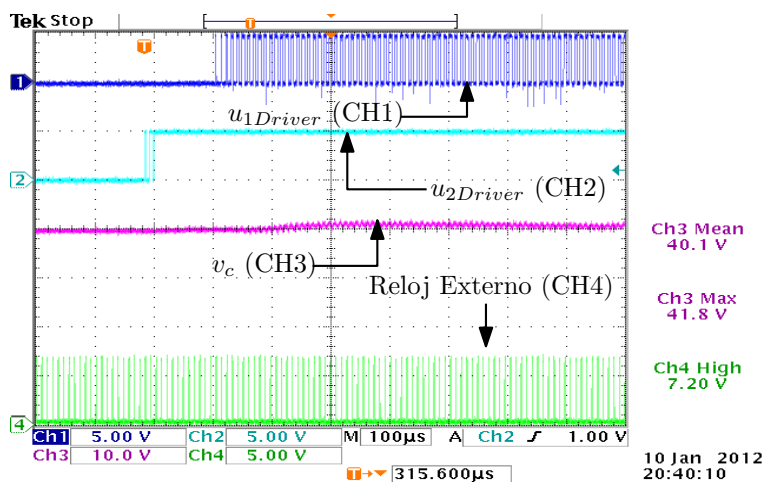


Figura A-3: Arranque del convertidor modular utilizado en esta tesis en modo boost sin señal de reloj externo. CH1: Pulsos de boost en el driver $u_{1Driver}$ (5 V/div), CH2: Pulsos de buck en el driver $u_{2Driver}$ (5 V/div), CH3: Tensión del condensador intermedio v_c (50 V/div), CH4: Enable (5 V/div), con una base de tiempo de 200 μ s.

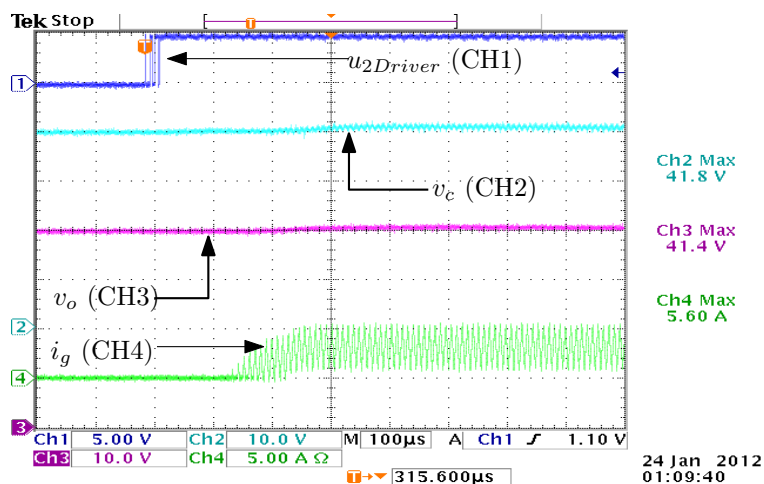
A.5.3. Arranque con la red propuesta

La Figura A-4 muestra un arranque suave al presentarse un valor máximo de 41.8 V en la tensión intermedia v_c del convertidor modular utilizado en esta tesis. Adicionalmente, se

muestra el comportamiento de la corriente de entrada i_g y la tensión de salida v_o con unos valores máximos de 5.60 A y 41.4 V, respectivamente. En las variables objeto de estudio en esta figura no se presentan tampoco transitorios indeseables.



(a)



(b)

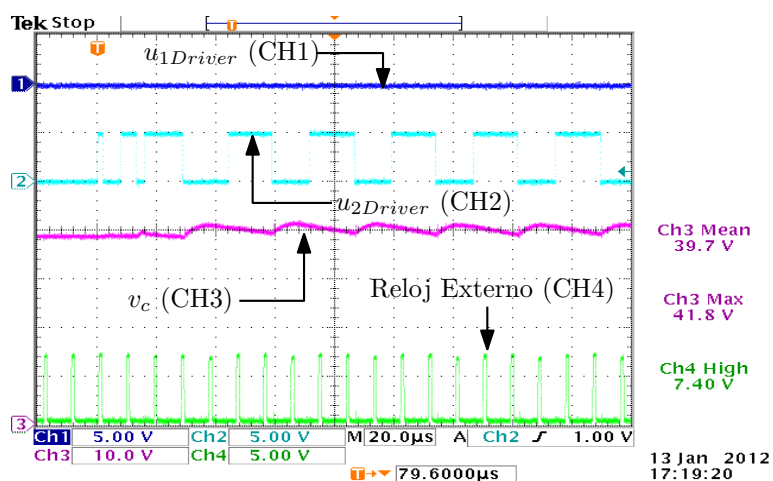
Figura A-4: Variables principales durante el arranque del convertidor modular en modo boost con la red de arranque propuesta. Pulsos de boost en el driver $u_{1Driver}$ (5 V/div), pulsos de buck en el driver $u_{2Driver}$ (5 V/div), tensión del condensador intermedio v_c (10 V/div), tensión de salida v_o (10 V/div), Señal de Reloj Externo (5 V/div), corriente de entrada del convertidor i_g (5 A/div), con una base de tiempo de 100 μ s.

A.5.4. Red de arranque propuesta en modo buck

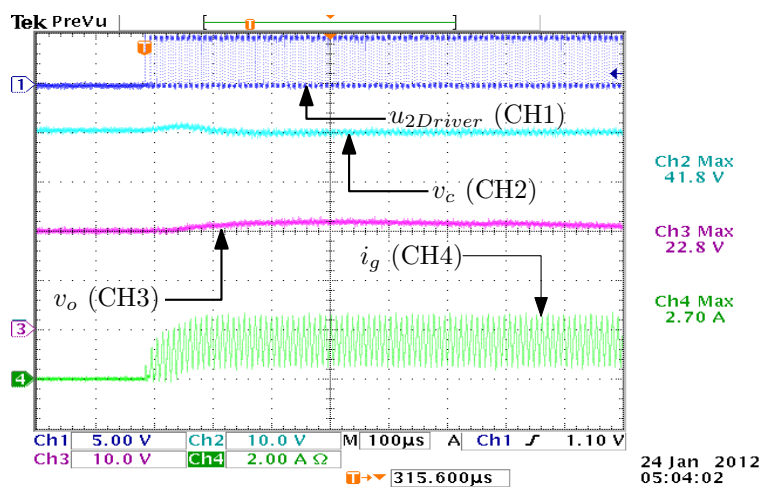
Como puede observarse en la Figura A-5 se muestra el correcto arranque del convertidor en modo buck con un valor máximo de 41.8 V en la tensión intermedia del convertidor modular buck-boost propuesto. Pese a que este es el modo de operación trivial de este convertidor, ilustra el correcto funcionamiento de la red de arranque propuesta. Tanto la corriente de entrada i_g y la tensión de salida v_o presentan unos valores máximos de 2.7 A y de 22.8 V, respectivamente.

A.6. Conclusiones

En este apéndice se propone una topología de red de arranque en un convertidor modular buck-boost no inversor con inductores acoplado, el cual es un convertidor requerido en sistemas FC por su alta eficiencia y ancho de banda y su capacidad de cambiar de una manera rápida y sin inconvenientes, el control de su corriente de entrada al control de su corriente de salida y viceversa. Esta arquitectura de arranque evita que se presenten transitorios indeseables que puedan superar la tensión máxima de los diferentes elementos del convertidor propuesto en sus tres modos de operación: buck, buck-boost y boost, donde este último modo es su modo más crítico de operación. Los resultados obtenidos experimentalmente muestran su correcto funcionamiento.



(a)



(b)

Figura A-5: Arranque del convertidor modular en modo buck con la red de arranque propuesta. Pulsos de boost en el driver $u_{1Driver}$ (5 V/div), pulsos de buck en el driver $u_{2Driver}$ (5 V/div), tensión del condensador intermedio v_c (10 V/div), tensión de salida v_o (10 V/div), Señal de Reloj Externo (5 V/div), corriente de entrada del convertidor i_g (5 A/div), con bases de tiempo de 20 μ s en (a) y de 100 μ s en (b).

Bibliografía

- [1] S. Cuk, R.D. Middlebrook, *Advances in sitched-mode power conversion*, Vol.1: Modeling, analysis and measurement, Vol.2: Switched-Mode Topologies, Editorial Teslaco, Pasadena, 1981.
- [2] Green Energy Technologies, "Split-Pi Product Brochure". [Online]. Available:<http://www.greenenergytechnologies.eu/files/33.pdf>, 2008.
- [3] C. Restrepo, J. Calvente, A. Cid-Pastor, A. Aroudi, and R. Giral, "A noninverting buck-boost dc-dc switching converter with high efficiency and wide bandwidth," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 9, pp. 2490–2503, Sept. 2011.
- [4] C. Restrepo, J. Calvente, A. Romero, E. Vidal-Idiarte, and R. Giral, "Current-mode control of a coupled-inductor buck-boost dc-dc switching converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 5, pp. 2536–2549, May 2012.
- [5] J.P. Ferrieux, E. Toutain, and L.H. Hoang, "A Multifunction DC-DC Converter as Versatile Power Conditioner," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 1A-22, no. 6, pp. 1037–1043, 1986.
- [6] T.S. Wu, and M. Ehsani, "A versatile DC-DC and DC-AC converter with zero current soft switching," in *International Conference on Industrial Electronics Control, and Instrumentation IECON 1993*, 15-19 Nov 1993, pp. 1269–1274 vol. 2.
- [7] J.S. Lai, S.R. Moon, R. Kim, F.Y. Lin, Y.H. Liu, and M.H. Lin, "A general purpose three-phase DC-DC converter building block for fuel cell applications ," in *Annual*

Conference on Industrial Electronics Society IECON 2007, 5-8 Nov 2007, pp. 1639–1644.

- [8] A. Stepanov, I. Galkin, and A. Gook “Development of versatile modular converter for educational and research needs,” in *International Poer Electr. and Motion Control Conf. (EPE/PEMF)*, 6-8 Sept. 2010, pp. 2555-2566.
- [9] H.K. Krishnamurty, and R. Ayyanar, “Building block converter module for universal (AC-DC, DC-AC, DC-DC) fully modular power conversion architecture,” in *Power Electronics Specialists Conference 2007*, 17-21 June 2007, pp. 483-489.
- [10] D. O’Sullivan, and M. Martin-Alfonso, “Rationable behind the SMART regulator,” in *4th Europ Space Power Conf. ESPC’95*, pp. 47-54, 1995.
- [11] J. Aroca, D. Olsson, and J. Maicas, “An efficient BDR topology, able to handle a large battery voltage range,” in *Proceddings of the European Space Power Conference (ESPC)*, pp. 33-37, 1998.
- [12] S. Busquets-Monge, S. Alepus, and J. Bordonau, “A bidirectional multilevel boost-buck dc-dc converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 8, pp. 2172–2183, Aug. 2011.
- [13] W.A. Peterson, and S.L. Plaskon, “Dual charge mode control of a current fed boost-buck push pull converter,” in *Industry Applications Conference, 1998, vol. 2*, pp. 12–15, Oct. 1998.
- [14] A. Abramovitz, and K.M. Smedley, “Analysis and design of a tapped-inductor buck-boost PFC rectifier with low bus voltage,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 9, pp. 2637–2649, Sept. 2011.
- [15] “Energías renovables,” [Online]. <http://www.energias-renovables.com/>.
- [16] P. Asensio, “Barcelona estrena hidrogena,” pág. 49-50, y –, “España también apuesta por el hidrógeno y las pilas de combustible,” pág. 49-50, *Energías Renovables*, Núm. 22, Noviembre de 2003.

- [17] G. Hoogers, "Fuel cell technology handbook," *CRC Press 2003*, ISBN: 0-8493-0877-1.
- [18] W. Choi, P. Enjeti, and J.W. Howze, "Fuel cell powered UPS systems: Design considerations," in *IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003 PESC'03*. Vol. 1, June 15-19, pp. 385–390, 2003.
- [19] R.H Wolk, "Fuel cell homes and hospitals," in *IEEE Spectrum*. Vol. 36, Issue: 5, May 1999 , pp. 45–52.
- [20] M.J Riezenman, "Mighty mites in energy storage," in *IEEE Spectrum*, June 2003 , pp. 31–33.
- [21] Z. Jiang, L. Gao, and R. Dougal, "Adaptive control strategy for active power sharing in hybrid fuel cell/battery power sources," in *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 507–515, 2007.
- [22] P. Thounthong, S. Rael, and B. Davat, "Control strategy of fuel cell and supercapacitors association for a distributed generation system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, pp. 3225–3233, 2007.
- [23] X. Yu, M.R. Starke, L.M. Tolbert, and B. Ozpineci, "Fuel cell power conditioning for electric power applications: a summary," *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no. 5, pp. 643–656, Sept. 2007.
- [24] Zhu. Xuancai, S. Rael, and Li. Xiao, "Design of the Dynamic Power Compensation for PEMFC Distributed Power System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 6, pp. 1935-1944, 2010.
- [25] D. Wang, C. Guan, S. Pan, M. Zhang, and X. Lin, "Performance analysis of hydraulic excavator powertrain hybridization," *Automation in Construction*, vol. 18, no. 3, pp. 249–257, doi: 10.1016/j.autcon.2008.10.001, May. 2009.
- [26] C. Ramos-Paja, A. Romero, R. Giral, J. Calvente, and L. Martinez-Salamero, "Mathematical analysis of hybrid topologies efficiency for PEM fuel cell power systems design," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems, IJEPES*, vol. 32, no. 9, pp. 1049–1061, 2010.

- [27] H. Liang, B. J. Choi, W. Zhuang, and X. Shen, "Stability enhancement of decentralized inverter control through wireless communications in microgrids," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 4, no. 1, pp. 321–331, 2013.
- [28] K. Rajashekara, "Hybrid fuel-cell strategies for clean power generation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 3, pp. 682–689, 2005.
- [29] A. Ghazanfari, M. Hamzeh, H. Mokhtari, and H. Karimi, "Active power management of multihybrid fuel cell/supercapacitor power conversion system in a medium voltage microgrid," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 3, no. 4, pp. 1903–1910, 2012.
- [30] Y. Taniguchi, Y. Fujimoto, and Y. Hayashi, "Determination of optimal operation plans of fuel cell system in residential house with pv system," in *2012 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)*, 2012, pp. 110–115.
- [31] M. Zandi, A. Payman, J.-P. Martin, S. Pierfederici, B. Davat, and F. Meibody-Tabar, "Energy management of a fuel cell/supercapacitor/battery power source for electric vehicular applications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 2, pp. 433–443, 2011.
- [32] P. Thounthong, S. Rael, and B. Davat, "Control algorithm of fuel cell and batteries for distributed generation system," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 1, pp. 148–155, 2008.
- [33] X. Li, W. Zhang, H. Li, R. Xie, and D. Xu, "Design and control of bi-directional dc/dc converter for 30kW fuel cell power system," in *2011 IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE)*, 2011, pp. 1024–1030.
- [34] D. Nelson, M. Nehrir, and V. Gerez, "Economic evaluation of grid-connected fuel-cell systems," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 2, pp. 452 – 458, june 2005.
- [35] B. Wahdame, D. Candusso, X. Francois, F. Harel, M.-C. Pera, D. Hissel, and J. Kauffmann, "Analysis of a fuel cell durability test based on design of experiment approach," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 4, pp. 1093 –1104, dec. 2008.
- [36] C. Restrepo, T. Konjedic, J. Calvente, and R. Giral, "A review of the main power electronics' advances in order to ensure efficient operation and durability of PEMFCs,"

Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications, Automatika, vol. 53, no. 2, pp. 184–198, 2012.

- [37] A. Gebregergis, P. Pillay, and R. Rengaswemy, “PEMFC fault diagnosis, modeling, and mitigation,” in *Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE*, 2008, pp. 1–8.
- [38] Z. Zhang, Z. Ouyang, O. Thomsen, and M. A. E. Andersen, “Analysis and design of a bidirectional isolated dc-dc converter for fuel cells and supercapacitors hybrid system,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 848–859, 2012.
- [39] J. Pukrushpan, A. Stefanopoulou, and H. Peng, “Control of fuel cell breathing,” *IEEE Control Syst. Mag.*, vol. 24, no. 2, pp. 30 – 46, apr 2004.
- [40] W. Garcia-Gabin, F. Dorado, and C. Bordons, “Real-time implementation of a sliding mode controller for air supply on a PEM fuel cell,” *Journal of Process Control*, vol. 20, no. 3, pp. 325 – 336, 2010.
- [41] J.K. Gruber, C. Bordons, and A. Oliva, “Nonlinear MPC for the airflow in a PEM fuel cell using a Volterra series model,” *Contr. Eng. Practice*, vol. 20, no. 2, pp. 205 – 217, 2012.
- [42] J.K. Gruber, M. Doll, C. Bordons, “Design and experimental validation of a constrained MPC for the air feed of a fuel cell,” *Contr. Eng. Practice*, vol. 17, no. 8, pp. 874 – 885, 2009.
- [43] A. Arce, A. del Real, C. Bordons, and D. Ramirez, “Real-time implementation of a constrained MPC for efficient airflow control in a PEM Fuel Cell,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 6, pp. 1892 –1905, june 2010.
- [44] P. Thounthong, B. Davat, S. Rael, P. Sethakul, “Fuel starvation,” *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 15, no. 4, pp. 52 –59, 2009.
- [45] C. Ramos-Paja, C. Bordons, A. Romero, R. Giral, and L. Martinez-Salamero, “Minimum fuel consumption strategy for pem fuel cells,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 3, pp. 685–696, 2009.

- [46] C. Restrepo, C.A. Ramos-Paja, R. Giral, J. Calvente, and A. Romero, "Fuel cell emulator for oxygen excess ratio estimation on power electronics applications," *Computers & Electrical Engineering*, vol. 38, no. 4, pp. 926 – 937, 2012.
- [47] C. Restrepo, T. Konjedic, J. Calvente, M. Milanovic, and R. Giral, "Fast transitions between current control loops of the coupled-inductor buck-boost dc-dc switching converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 8, pp. 3648–3652, 2013.
- [48] Z. Zhang, O. Thomsen, and M. A. E. Andersen, "A two-stage dc-dc converter for the fuel cell-supercapacitor hybrid system," in *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, 2009, pp. 1425–1431.
- [49] M. Harfman Todorovic, L. Palma, and P. Enjeti, "Design of a wide input range dc-dc converter with a robust power control scheme suitable for fuel cell power conversion," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1247–1255, 2008.
- [50] K. Jin, X. Ruan, M. Yang, and M. Xu, "A hybrid fuel cell power system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 4, pp. 1212–1222, 2009.
- [51] F. Segura, J. Andujar, and E. Durán, "Analog current control techniques for power control in PEM fuel-cell hybrid systems: A critical review and a practical application," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1171–1184, 2011.
- [52] S. Malo and R. Grino, "Design, construction, and control of a stand-alone energy-conditioning system for PEM-type fuel cells," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 10, pp. 2496–2506, 2010.
- [53] H. Daniyal, L. Borle, H. Iu, and E. Lam, "Design and development of digital ramp-time current control technique," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 9, no. 2, pp. 992–1002, 2013.
- [54] *Space Engineering Electrical and Electronic, Std. ECSS-E-ST-20C*, Jul. 2008.
- [55] W. Choi, J. Howze, and P. Enjeti, "Development of an equivalent circuit model of a fuel cell to evaluate the effects of inverter ripple current," *Journal of Power Sources*, vol. 158, no. 2, pp. 1324 – 1332, 2006.

- [56] C. Restrepo, T. Konjedic, C. Guarnizo, O. Avino, J. Calvente, A. Romero, and R. Giral, "Simplified mathematical model for calculating the oxygen excess ratio of a PEM fuel cell system in real-time applications," *To be published in IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2276331.
- [57] J. Larminie and A. Dicks, *Fuel Cell Systems Explained*, 2nd ed. Publisher Wiley, 2003.
- [58] J. Correa, F. Farret, L. Canha, and M. Simoes, "An electrochemical-based fuel-cell model suitable for electrical engineering automation approach," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 5, pp. 1103 – 1112, oct. 2004.
- [59] P. Thounthong and P. Sethakul, "Analysis of a fuel starvation phenomenon of a pem fuel cell," in *Power Convers. Conf., PCC*, April 2007, pp. 731–738.
- [60] A. Dalvi and M. Guay, "Control and real-time optimization of an automotive hybrid fuel cell power system," *Control Engineering Practice*, vol. 17, no. 8, pp. 924 – 938, 2009. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0967066109000380>
- [61] A. Mohammadi, D. Guilbert, A. Gaillard, D. Bouquain, D. Khaburi, and A. Djerdir, "Faults diagnosis between pem fuel cell and dc/dc converter using neural networks for automotive applications," in *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, Nov 2013, pp. 8186–8191.
- [62] M. Youssef, M. Abu-Mallouh, M. Salah, M. Hamdan, and E. Abdel-Hafez, "A superior hybrid fuel cell vehicle solution for congested urban areas," in *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, June 2014, pp. 1600–1604.
- [63] D. Guilbert, A. Mohammadi, A. Gaillard, A. N'Diaye, and A. Djerdir, "Interactions between fuel cell and dc/dc converter for fuel cell electric vehicle applications: Influence of faults," in *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2013*, Nov 2013, pp. 912–917.
- [64] A. Rathore and U. Prasanna, "Analysis, design, and experimental results of novel snubberless bidirectional naturally clamped zcs/zvs current-fed half-bridge dc/dc converter

- for fuel cell vehicles,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4482–4491, Oct 2013.
- [65] T. V. Nguyen and M. W. Knobbe, “A liquid water management strategy for PEM fuel cell stacks,” *J. of Power Sources*, vol. 114, no. 1, pp. 70 – 79, 2003.
- [66] H. P. Jay T. Pukrushpan, Anna G. Stefanopoulou, *Control of fuel cell power systems: principles, modeling, analysis, and feedback design*, 1st ed. Springer, 2004.
- [67] W. Schmittinger and A. Vahidi, “A review of the main parameters influencing long-term performance and durability of pem fuel cells,” *J. of Power Sources*, vol. 180, no. 1, pp. 1 – 14, 2008.
- [68] J. Torreglosa, P. Garcia, L. Fernandez, and F. Jurado, “Predictive control for the energy management of a fuel-cell–battery–supercapacitor tramway,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 1, pp. 276–285, Feb 2014.
- [69] A. Taniguchi, T. Akita, K. Yasuda, and Y. Miyazaki, “Analysis of electrocatalyst degradation in PEMFC caused by cell reversal during fuel starvation,” *J. of Power Sources*, vol. 130, no. 1-2, pp. 42 – 49, 2004.
- [70] Z. Liu, L. Yang, Z. Mao, W. Zhuge, Y. Zhang, and L. Wang, “Behavior of PEMFC in starvation,” *J. of Power Sources*, vol. 157, no. 1, pp. 166 – 176, 2006.
- [71] N. Yousfi-Steiner, P. Moçotéguy, D. Candusso, and D. Hissel, “A review on polymer electrolyte membrane fuel cell catalyst degradation and starvation issues: Causes, consequences and diagnostic for mitigation,” *Journal of Power Sources*, vol. 194, no. 1, pp. 130 – 145, 2009.
- [72] Q. Cai, D. Brett, D. Browning, and N. Brandon, “A sizing-design methodology for hybrid fuel cell power systems and its application to an unmanned underwater vehicle,” *Journal of Power Sources*, vol. 195, no. 19, pp. 6559 – 6569, 2010.
- [73] C. Restrepo, C. A. Ramos-Paja, R. Giral, J. Calvente, and A. Romero, “Fuel cell emulator for oxygen excess ratio estimation on power electronics applications,” *Computers & Electrical Engineering*, vol. 38, no. 4, pp. 926–937, 2012.

- [74] P. Rodatz, G. Paganelli, A. Sciarretta, and L. Guzzella, "Optimal power management of an experimental fuel cell/supercapacitor-powered hybrid vehicle," *Control Engineering Practice*, vol. 13, no. 1, pp. 41 – 53, 2005.
- [75] P. Corbo, F. Corcione, F. Migliardini, and O. Veneri, "Experimental assessment of energy-management strategies in fuel-cell propulsion systems," *J. of Power Sources*, vol. 157, no. 2, pp. 799 – 808, 2006.
- [76] P. Thounthong, S. Rael, B. Davat, and I. Sadli, "A control strategy of fuel cell/battery hybrid power source for electric vehicle applications," in *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, June 2006, pp. 1 –7.
- [77] C. Ramos-Paja, C. Bordons, A. Romero, R. Giral, and L. Martinez-Salamero, "Minimum fuel consumption strategy for PEM fuel cells," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 3, pp. 685 –696, 2009.
- [78] K. Tsukahara and K. Kondo, "A study on methods to design and select energy storage devices for fuel cell hybrid powered railway vehicles," in *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2013*, Nov 2013, pp. 4534–4539.
- [79] J. Rurgladdapan, K. Uthaichana, and B. Kaewkham-ai, "Optimal li-ion battery sizing on pemfc hybrid powertrain using dynamic programming," in *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2013 8th IEEE Conference on*, June 2013, pp. 472–477.
- [80] H. Ramírez-Murillo, C. Restrepo, J. Calvente, A. Romero, and R. Giral, "Energy management dc system based on current-controlled buck-boost modules," *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2014, DOI: 10.1109/TSG.2014.2330198.
- [81] W. T. Yan, L. S. Yang, C. Hong, T. Liang, J. F. Chen, and H. T. Yang, "Fuel cell and battery hybrid supplied power system," in *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*, Oct 2008, pp. 2676–2680.
- [82] A.-C. Hua and B.-y. Tsai, "Design of a wide input range dc/dc converter based on sepic topology for fuel cell power conversion," in *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, 2010, pp. 311–316.

- [83] B. Sami, B. Abderrahmen, and C. Adnane, "Design and dynamic modeling of a fuel cell/ultra capacitor hybrid power system," in *Electrical Engineering and Software Applications (ICEESA), 2013 International Conference on*, March 2013, pp. 1–7.
- [84] A. Hajizade and M. A. Golkar, "Intelligent power management strategy of hybrid distributed generation system," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems, IJEPES*, vol. 29, no. 10, pp. 783 - 795, 2007.
- [85] D. Ramirez, L. F. Beites, F. Blazquez, and J. C. Ballesteros, "Distributed generation system with PEM fuel cell for electrical power quality improvement," *Int J Hydrogen Energy*, vol. 33, no. 16, pp. 4433–4443, 2008.
- [86] L. Gao, Z. Jiang, and R. Dougal, "An Actively controlled fuel cell/battery hybrid to meet pulse power demands," *Journal of Power Sources*, vol. 130, no. 1-2, pp. 202 – 207, 2007.
- [87] L. Lam, R. Louey, N. Haigh, O. Lim, D. Vella, and C. Phyland, "VRLA ultrabattery for high-rate partial-state-of-charge operation," *Journal of Power Sources*, vol. 174, no. 1, pp. 16 – 29, 2007.
- [88] J. Wang, F.Z. Peng, J. Anderson, A. Joseph, and R. Buffenbarger, "Low cost fuel cell converter system for residential power generation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1315-1322, 2004.
- [89] A. Averberg, and A. Mertens, "Analysis of a Voltage-fed Full Bridge DC-DC Converter in Fuel Cell Systems," in *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC '07. IEEE*, June 2007, pp. 286-292.
- [90] J. Wang, M. Reinhard, F.Z. Peng, and Z. Qian, "Design guideline of the isolated DC-DC converter in green power applications," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International*, Aug 2004, vol. 3, pp. 1756-1761.
- [91] J. Calvente, L. Martinez-Salamero, H. Valderrama, and E. Vidal-IDiarte, "Using magnetic coupling to eliminate right half-plane zeros in boost converters," in *IEEE Power Electron Lett.*, vol. 2, no. 2, pp. 58-62, Jun. 2004.

- [92] J. Calvente, L. Martinez-Salamero, P Garces, and A. Romero, “Zero dynamics-based design of camping networks for switching converters,” in *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 39, no. 4, pp. 1292-1303, Oct. 2003.
- [93] R. Erickson, “Optimal single resistors damping of input filters”, in *Proc. 14th IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., APEC*, vol. 2, pp. 1073-79 Mar. 1999.
- [94] E. Sanchis-Kilders, A. Ferreres, E. Maset, J. Ejea, V. Esteve, J. Jordan, A. Garrigos, and J Calvente, “Soft switching bidirectional converter for battery discharging-charging”, in *Proc. 21st IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., APEC*, pp. 603-609, Mar. 2006.
- [95] E. Sanchis-Kilders, A. Ferreres, E. Maset, J. Ejea, V. Esteve, J. Jordan, J. Calvente and A. Garrigos, “Bidirectional high-power high efficiency non-isolated step-up dc-dc converter”, in *Proc. 37th IEEE Power Electron. Specialist Conf., PESC*, pp. 1-7, Jun. 2006.
- [96] S. Park and T. Jahns, “A self-boost charge pump topology for a gate drive high-side power supply”, in *Proc. 19th IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., APEC*, vol. 1, Feb. 2003, pp. 126-131.